单相异步电动机
原理、计算与试验

张玉昌 编著

河北科学技术出版社

前　言

在驱动微电机中，容量从几瓦至几百瓦的单相异步电动机，广泛应用于工农业生产、科教卫生与民用电器各方面。目前，我国大力发展的家用电器和日用机电产品中，应用单相异步电动机作原动机的产品数量和规格日益增多。为此，对单相异步电动机的工作原理、运行特性、设计计算给予系统介绍很有必要。

本书以常用的单相电阻起动、电容起动、电容运转和罩极式电动机为重点，对驱动用单相异步电动机的工作原理、运行性能、起动特性、调速方法和参数测试等内容，进行了系统的理论分析，并导出了目前工厂通用的电磁设计程序中的一系列电磁计算公式；讨论了单相异步电动机绕组选择、设计特点、方案调整方法和试验测试问题；应用计算实例介绍了单相异步电动机的电磁计算程序和修理中的简化计算方法。书中还收录了设计工作中需要的有关图表和技术数据资料。

为便于自学，全书着重于讲述物理概念，力求通俗易懂，并自成系统。

本书可供从事单相异步电动机设计制造、试验研究和运行维修的工程技术人员阅读，并可作为高等院校和中等技术学校电类专业的教学参考书。

由于业务水平的限制，书中难免存在缺点和错误，欢迎读者批评指正。

在本书的编写过程中，承蒙么泰山副教授的热情指导和帮助，在此表示衷心的感谢。

编　者

一九八三年十月

目 录

第一章 单相异步电动机的结构与类型 ……（1）
§1-1 概述……（1）
§1-2 单相异步电动机的结构……（2）
§1-3 单相异步电动机的类型……（5）
§1-4 主要系列与铭牌数据……（12）
第二章 单相异步电动机的绕组 ……（18）
§2-1 概述……（18）
§2-2 单层同心式绕组……（19）
§2-3 罩极式电动机绕组……（22）
§2-4 正弦绕组……（23）
第三章 单相异步电动机的磁势 ……（28）
§3-1 对称两相绕组的基波磁势——
圆形旋转磁势……（28）
§3-2 不对称两相绕组的基波磁势——
椭圆形旋转磁势……（32）
§3-3 两相绕组的谐波磁势……（38）
§3-4 正弦绕组的磁势……（46）
§3-5 正弦绕组的绕组系数计算……（55）
第四章 单相电容运转异步电动机 ……（63）
§4-1 概述……（63）
§4-2 理论分析……（64）
§4-3 性能计算……（74）
§4-4 获得圆形旋转磁场的条件……（91）
第五章 单相电阻起动及单相电容
起动异步电动机 ……（107）

§5-1 概述……(107)
§5-2 电流的对称分量……(108)
§5-3 等值电路……(110)
§5-4 工作特性计算……(113)
第六章 单相异步电动机的起动特性 ……(127)
§6-1 概述……(127)
§6-2 单相电容运转异步电动机的起动特性……(128)
§6-3 单相电容起动异步电动机的起动特性……(136)
§6-4 单相电阻起动异步电动机的起动特性……(145)
§6-5 产生同步附加转矩的谐波分析……(151)
§6-6 为削弱同步附加转矩应忌用的转子槽数……(157)
第七章 罩极式电动机的原理与计算 ……(170)
§7-1 工作原理……(170)
§7-2 理论分析……(172)
§7-3 性能计算……(188)
第八章 单相异步电动机的调速 ……(194)
§8-1 电抗器调速……(194)
§8-2 绕组抽头调速……(197)
§8-3 自耦变压器调速……(201)
§8-4 其他调速方法……(201)
§8-5 抽头调速电容电动机的特性计算……(205)
§8-6 调速电抗器的简化设计……(218)
§8-7 抽头调速的中间绕组简化计算……(227)
第九章 单相异步电动机的参数测试 ……(233)
§9-1 两相电源……(233)
§9-2 两相电源法测参数……(237)
§9-3 单相电源法测参数……(242)
§9-4 匝比 a 及移相电容 c 的测试……(251)
§9-5 调速匝数的测试……(254)
§9-6 主、副绕组有效匝数的测试……(256)

第十章　单相异步电动机设计要点 ……(262)
§10-1　电磁负荷的选择 ……(262)
§10-2　气隙 δ 的选择 ……(265)
§10-3　铁心尺寸的确定 ……(266)
§10-4　定、转子槽数的选择 ……(268)
§10-5　绕组型式的选择 ……(270)
§10-6　主、副相绕组的计算 ……(271)
§10-7　渐近计算法的应用 ……(276)
§10-8　电容电动机设计方案的调整 ……(280)
第十一章　单相异步电动机的使用
维护和起动元件 ……(292)
§11-1　概述 ……(292)
§11-2　单相异步电动机的使用维护 ……(294)
§11-3　单相异步电动机的故障分析 ……(296)
§11-4　单相异步电动机的起动开关 ……(299)
§11-5　起动用电解质电容器 ……(303)
第十二章　单相异步电动机计算实例 ……(307)
§12-1　单相电容运转电动机电磁计算 ……(307)
§12-2　单相异步电动机定子绕组重绕计算 ……(341)

附图 1　极弧计算系数 $\alpha_\delta = f(F_T)$ 波形系数 $k_B = f(F_T)$ …(351)
附图 2　平底槽下部单位漏磁导 λ_L ……(352)
附图 3　圆底槽下部单位漏磁导 λ_L ……(353)
附图 4　梨形槽下部单位漏磁导 λ_L ……(354)
附图 5　轭部磁路长度校正曲线 ……(355)
附图 6　最大转矩时转子转差率 $S_m = f\left(\frac{r_{m2}}{x_{Tm}}\right)$ ……(356)
附图 7　起动时漏抗饱和系数 K_Z ……(357)
附表 1　漆包圆铜线常用数据表 ……(358)

附表 2　单相异步电动机机座号对应的
定子冲片外径 ……(360)
附表 3　单相异步电动机铁心主要尺寸(毫米)……(360)
附表 4　电容器的交流电阻 r_c 和
电抗 $x_c(f=50Hz)$ ……(360)
附表 5　电容起动和电阻起动电动机最大
转矩时转差率的近似值……(361)
附表 6　正弦绕组线圈分配表……(362)
附表 7　50 赫、0.5 毫米，D_{21} 硅钢片磁化曲线 ……(366)
附表 8　50 赫、0.5 毫米，D_{23} 硅钢片磁化曲线 ……(367)
附表 9　50 赫、0.5 毫米，D_{21} 硅钢片损耗曲线 ……(368)
附表10　50 赫、0.5 毫米，D_{23} 硅钢片损耗曲线 ……(369)
附表11　JZ 系列单相电阻起动异步
电动机技术数据 ……(370)
附表12　JY 系列单相电容起动异步
电动机技术数据 ……(371)
附表13　JX 系列单相电容运转异步
电动机技术数据 ……(372)
附表14　BO 系列单相电阻起动异步
电动机技术数据 ……(374)
附表15　CO 系列单相电容起动异步
电动机技术数据 ……(376)
附表16　DO 系列单相电容运转异步
电动机技术数据 ……(378)
附表17　新系列微型单相异步电动机电磁
设计主要数据汇总表……(380)
主要参考文献……(384)

第 一 章
单相异步电动机的结构与类型

§1-1 概　　述

单相异步电动机具有结构简单、成本低廉、振动与噪声小、只需单相交流电源供电等一系列优点，在家用电器、文教卫生、科学研究及工农业生产中得到广泛应用。例如电风扇、洗衣机、缝纫机、电冰箱、吸尘器、记录仪、录音机、医疗器械等设备中，都需要单相异步电动机。

单相异步电动机仅仅是指由单相交流电源供电的异步电动机，并不表示电动机定子上只有一相绕组，因为这样的异步电动机不能产生起动转矩。为了产生起动转矩，单相异步电动机定子上必须安放两个绕组，一个称为工作绕组（又叫主绕组），用以产生主磁场；另一个称为起动绕组（又叫辅助绕组或副绕组），二者共同产生旋转磁场及其转矩，用以起动电机。这两个绕组在定子内圆槽中的放置可以隔开任何电角度，但为了得到更好的起动和运行性能，实际上总是使两个绕组的轴线在空间彼此相隔90°电角度。工作绕组在电机运行过程中总是接在电网上，而起动绕组只是在起动时接

入，当转速达到75～80％同步转速时，由离心开关（或继电器触头）将起动绕组从电源断开。

单相异步电动机的类型有多种，除凸极罩极式电动机的定子具有凸出的磁极外，其余各类的定子铁心和普通三相异步电动机相似。单相异步电动机的转子结构和三相电动机的鼠笼式转子完全一样。

与同容量的三相异步电动机相比较，单相异步电动机的体积较大，性能较差，因而单相异步电动机只做成小型的，功率范围多在8～750瓦。

单相异步电动机的定子绕组接到单相交流电源以后，由电源供给励磁电流，建立旋转磁势与旋转磁场，依靠电磁感应作用，使转子绕组感生电流，产生电磁转矩，以实现电能向机械能的转换。因其转子电流是由电磁感应作用而产生的，所以单相异步电动机也称为单相感应电动机。

§1-2 单相异步电动机的结构

单相异步电动机由静止的定子和旋转的转子两大部分组成。定子与转子之间有一个很小的间隙称为气隙。从功能上看主要的结构部件分为：

机座 它的作用是固定铁心并通过端盖与轴承支撑电机的转子；

铁心 它的作用是构成电机中的磁路；

绕组 其作用是感应电势并构成电机内部的电路；

转轴 固定电机的转子并传递转矩。

一、机座

机座的结构型式取决于电机的使用场合及冷却方式。单相异步电动机的机座型式一般分为开放式、防护式、封闭式等几种。开放式结构的定子绕组外露，由周围空气自然冷却，多用于一些与整机装成一体的使用场合，如洗衣机电机。防护式结构是在电机的通风路径上开些必要的通风孔道，而电机的铁心和绕组则被机座遮盖着。封闭式结构是整个电机采用密闭方式，电机的内部空气与外部隔绝，防止外界的浸蚀、污染，电机内部的热量由机座散出。当散热能力不足时，外部再加风扇冷却，这就是封闭外冷式。具体采用哪种结构型式，要根据用户的要求选择。

关于机座的材料，目前容量较大的电机多用铸铁，其次用钢板弯制焊接。容量较小的电机则采用铸铝机座。另有些专用电机，可以不用机座，直接把电机与整机装成一体，或是用 1.5～2 毫米厚的钢板固定，然后与整机组装。

单相异步电动机常用的轴承有滚动与滑动两种，小容量的电机都采用含油滑动轴承，结构简单，噪声小。轴承由轴承座支撑后装在端盖上，再与机座连成整体。由于单相异步电动机气隙非常小，仅在 0.2～0.3 毫米范围内，所以端盖轴承孔、端盖外圆以及机座止口，三者之间必须保证同心，端盖与机座间，则另用螺钉或螺杆固定。

二、铁心

异步电动机中定、转子铁心中通过的磁通，都是周期交

变的，因此，需要采用铁损耗小、导磁性好、厚度为0.5或0.35毫米的硅钢片叠成。定、转子铁心冲片上都均匀地开有下线槽，槽的形状应使齿保持等宽，以避免齿部出现过高的磁通密度。由于异步电动机气隙比较小，为了减小定、转子铁心开槽所引起的噪声和齿谐波附加转矩等的影响，定子槽口多采用半闭口形状，转子槽则为闭口或半闭口，并且还采用转子斜槽来降低定子齿谐波磁场的影响。

转子铁心靠铸铝鼠笼压紧、固定。定子铁心在压紧后，采用以下方式固定：①用长杆螺钉穿过铁心，拧紧螺丝固定；②在铁心外圆的沟槽中安放夹紧铁条。

罩极式单相异步电动机的定子铁心采用凸极形状，也是用硅钢片叠成的。

三、绕组

单相异步电动机的定子绕组，一般都采取两相绕组的形式，即主相绕组和副相绕组。主、副绕组的轴线在空间相隔90°电角度，两相绕组的槽数、槽形、匝数可以是相同的，也可以是不同的，应视各种电机的设计要求选定。

单相异步电动机中常用的定子绕组型式为单层同心式绕组、双层绕组和正弦绕组。罩极式电动机则为集中绕组。转子绕组通常都是鼠笼式的。

定子绕组的导线，根据电机的容量和绝缘等级，可以是纱包、丝包和高强度漆包线。线圈在线模上绕好后，嵌放在备有槽绝缘的定子槽内，经烘干去湿后浸漆，最后再烘干、固定成型。浸漆的作用是去除潮气、灰尘，使绕组耐腐蚀、

耐振动，并提高绕组的机械强度和导热性能。

§1-3 单相异步电动机的类型

根据起动方法或运行方式的不同，单相异步电动机分为不同的类型。

一、单相电阻起动异步电动机

定子上放置有工作绕组 M和起动绕组 A，它们的轴线在空间相隔 90° 电角度。电阻值较大的起动绕组经起动开关与工作绕组并接于单相电源。当电动机转速达到75～80%同步转速时，通过起动开关K 将起动绕组切离电源，由工作绕组单独工作。

为使起动绕组得到较高的电阻对电抗的比值，通常采用下列措施：①选用较细的导线，以增大电阻；②使部分线圈反绕，以增大电阻，减小电抗；③选用电阻率较大的铝线；④串入一个适当的外加电阻。

单相电阻起动异步电动机的接线原理和起动时主、副相的电流相量关系如图 1-1 所示。

我国 *BO* 系列单相电阻起动异步电动机的主要技术数据为：额定电压 220伏，最大转矩倍数 $T^*_{max}>1.8$，最初起动转矩倍数 $T^*_{st}=1.1\sim1.6$，最初起动电流倍数 $I^*_{st}=6\sim9$，功率范围为 40～370 瓦，其机械特性曲线如图 1-2 所示。

单相电阻起动异步电动机，具有中等起动转矩和过载能力，适用于低惯量负载、不经常起动、负载可变而要求转速

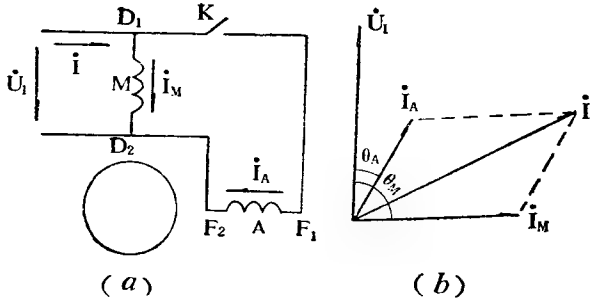


图 1-1　单相电阻起动异步电动机的接线原理与电流相量

(a)接线原理　　(b)电流相量

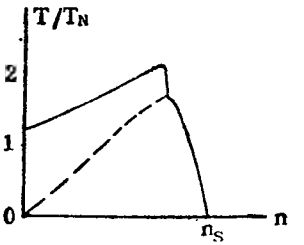


图 1-2　单相电阻起动异步电动机的机械特性

基本不变的场合，如小型车床、鼓风机、医疗器械等。

二、单相电容起动异步电动机

定子上具有工作绕组 M 和起动绕组 A，其轴线在空间彼此相隔 90° 电角度。起动绕组导线较粗，且和一个容量较大的起动电容器 C_{st} 串联，经起动开关与工作绕组并接于单

相电源。当电动机转速达到75～80%同步转速时，通过起动开关 K将起动绕组切离电源，由工作绕组单独工作。

起动电容器 C_{st} 的电容量的选择必须合适，以使起动时两绕组的合成磁场基本上为圆形旋转磁场，达到降低起动电流，提高起动转矩的目的。单相电容起动异步电动机的接线原理和起动时主、副相的电流相量关系如图 1-3 所示。

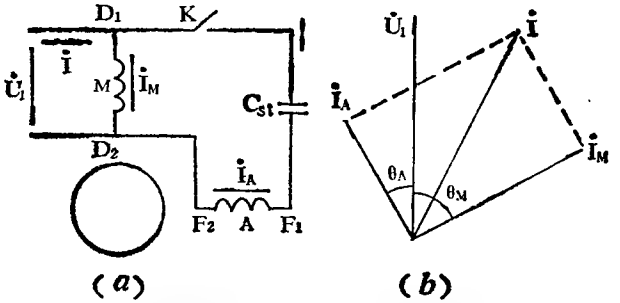


图 1-3　单相电容起动异步电动机的接线原理与电流相量

(a)接线原理　　(b)电流相量

我国 *CO* 系列单相电容起动异步电动机的主要技术数据为：额定电压 220 伏，最大转矩倍数 $T^*_{max}>1.8$，最初起动转矩倍数 $T^*_{st}=2.5\sim2.8$，最初起动电流倍数 $I^*_{st}=4.5\sim6.5$，功率范围为 120～750瓦，其机械特性曲线如图 1-4 所示。

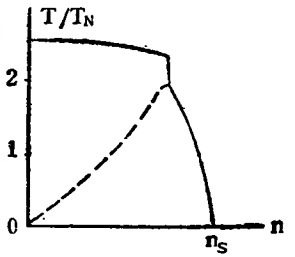


图 1-4　单相电容起动异步电动机的机械特性

单相电容起动异步电动机，

具有较高起动转矩，适用于满载起动场合，如小型空气压缩机、电冰箱、水泵及其他满载起动的机械。

三、单相电容运转异步电动机

工作绕组 M 与辅助绕组 A 的轴线在空间相隔 90° 电角度。辅助绕组串接一个工作电容器 C（其电容量较起动电容器 C_{st} 小得多）后，再与工作绕组并接于单相电源，且辅助绕组长期参与运行。单相电容运转异步电动机的接线原理与电流相量关系如图 1-5 所示。

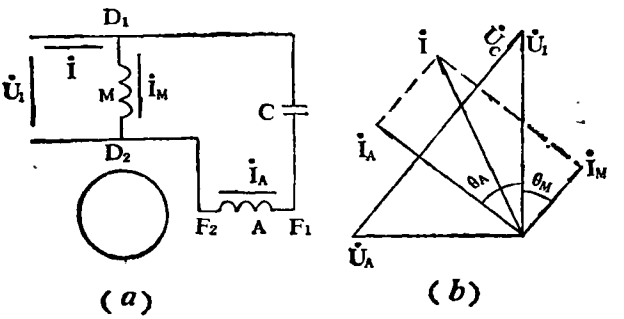


图 1-5　单相电容运转异步电动机的接线原理与电流相量

(a) 接线原理　　(b) 电流相量

我国 *DO* 系列单相电容运转异步电动机的主要技术数据为：额定电压 220 伏，最大转矩倍数 $T^*_{max}>1.6$，最初起动转矩倍数 $T^*_{st}=0.35\sim0.6$，最初起动电流倍数 $I^*_{st}=5\sim7$，功率范围为 8～180 瓦，其机械特性曲线如图1-6所示。

单相电容运转异步电动机，起动转矩较低，但有较高的功率因数和效率，体积小，重量轻，振动与噪声小，可逆转，可调速。适用于直接与负载连接并要求低噪音的场合，如电风扇、通风机、录音机及各种空载或轻载起动的机械，但不适用于空载或轻载运行。

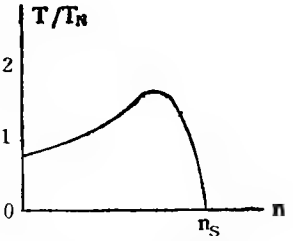


图 1-6　单相电容运转异步电动机的机械特性

四、单相电容起动和运转异步电动机

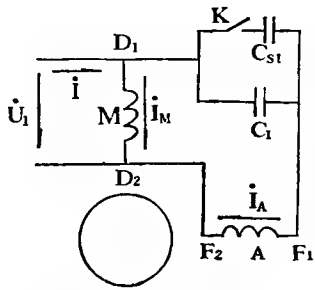


图 1-7　单相电容起动和运转异步电动机接线原理

工作绕组 M 与电容运转电动机相同，但辅助绕组 A 与两个并联的电容器串接。当电动机转速达到75～80%同步转速时，通过起动离心开关 K 将起动电容器 C_{st} 切离电源，而辅助绕组与工作电容器 C_1 继续参与运行。电容量 C_{st} 大于电容量 C_1。

单相电容起动和运转异步电动机的接线原理如图 1-7 所示。

我国 E 系列单相电容起动和运转异步电动机的主要技术数据为：额定电压 220 伏，最大转矩倍数 $T^*_{max}>2$，最初起动转矩倍数 $T^*_{st}>1.8$，功率范围为 8～750 瓦，其机械特性曲

线如图 1-8 所示。

单相电容起动和运转异步电动机，具有较好的起动性能，较高的过载能力、功率因数和效率，可以调速。适用于带负载起动和要求低噪音的场合，例如小型机床、泵、家用电器等。

单相异步电动机的起动电容及运转电容可参考表 1-1 中所给出的数据范围选取。

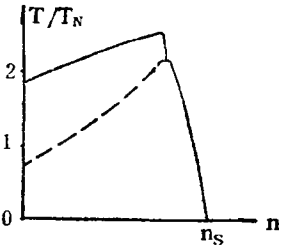


图 1-8　单相电容起动和运转异步电动机的机械特性

表 1-1

功率（瓦）	15		25		40		60		90		120		180		250	370	550	750
极　数	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4				
运转电容（微法）	1	1	1	2	2	2	2	4	4	4	4	4	6	6				
起动电容（微法）											75		75		100	100	150	200

五、罩极式单相异步电动机

一般采用凸极式定子铁心，相应的主绕组 M 为集中绕组。在极靴的一小部分（约$\frac{1}{3}$极靴宽度）套有电阻很小的短

路环 A（又称罩极绕组）。另一种是隐极式定子铁心，其冲片形状和三相异步电动机相同，主绕组和罩极绕组均为分布绕组，它们的轴线在空间相隔一定的电角度（一般为 45°），罩极绕组匝数少，导线粗。

罩极式单相异步电动机的接线原理及其相量图如图 1-9 所示。

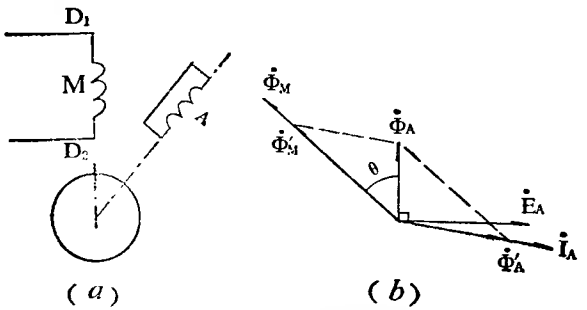


图 1-9　罩极式单相异步电动机接线原理和相量图

(a) 接线原理　　(b) 相量图

我国罩极式单相异步电动机的主要技术数据为：额定电压 220伏，最初起动转矩倍数 $T_{st}^{*}<0.5$，功率范围为 15～90 瓦，其机械特性曲线如图 1-10 所示。

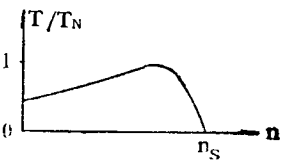


图 1-10　罩极式电动机的机械特性

罩极式单相异步电动机的起动转矩、功率因数和效率均较低，且不能逆转。但其结构简单，成本低，可以调速。适用于对起动转矩要求不高的场合，例如小型风扇、电动模型及各种

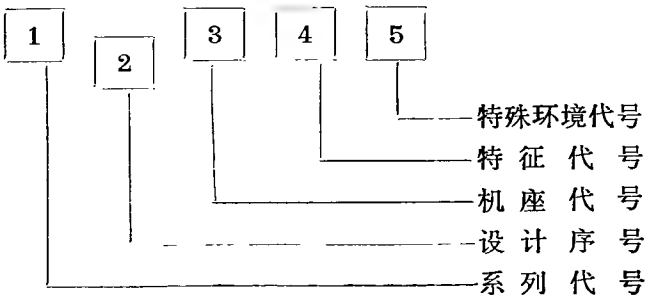
轻载起动的小功率电动设备。

§1-4 主要系列与铭牌数据

一、型号与系列

我国电机的产品型号，是根据原第一机械工业部颁发的电工产品型号编制办法和申请办法统一编制的，以免同一产品型号各异或不同产品型号重复，便于使用、制造、设计部门进行业务联系，简化技术文件中有关产品名称、规格、型式等文字叙述。电机产品型号一律采用大写印刷体的汉语拼音字母和阿拉伯数字表示。

产品型号由系列代号、设计序号、机座代号、特征代号及特殊环境代号等组成。各代号的排列顺序为



例如 *BO*5624*TH*

BO——系列代号，表示封闭式结构的微型单相分相起动异步电动机系列。右下方无系列设计序号，

表示该产品为第一次系列设计；

56——机座代号，表示电机轴中心高56毫米；

24——特征代号，表示2号铁心长度，4极；

TH——特殊环境代号，表示该产品适用于湿热带地区。

单相异步电动机的产品基本系列代号如表1-2。特殊环境代号如表1-3所示。

表1-2

基本系列产品名称	代号
单相电阻起动异步电动机	B
单相电容起动异步电动机	C
单相电容运转异步电动机	D
单相电容起动与运转异步电动机	E
单相罩极电动机	F

表1-3

汉字代号	汉字拼音代号
热带用	T
湿热带用	TH
干热带用	A
高原用	G
船（海）用	H
化工用（防腐蚀）	F

在单相异步电动机中，机座代号是用中心高表示的，例如，机座代号为63，就表示电机轴中心到底脚平面的距离即中心高为63毫米。每一机座代号又有两种或三种不同长度的铁心，用铁心代号1、2或1、2、3表示。

单相异步电动机基本系列的功率范围为8～750瓦。额定功率与机座代号的对应关系如表1-4所示。表中n_1为同步转速，单位用转/分。

表 1-4

机座代号	铁心代号	*BO* 系列		*CO* 系列		*DO* 系列	
		$n_1=3000$	$n_1=1500$	$n_1=3000$	$n_1=1500$	$n_1=3000$	$n_1=1500$
		额定功率(瓦)		额定功率(瓦)		额定功率(瓦)	
45	1					15	8
	2					25	15
50	1					40	25
	2					60	40
56	1	60	40			90	60
	2	90	60			120	90
63	1	120	90			180	120
	2	180	120	180	120		180
	3	250	180	250	180		
71	1	370	250	370	250		
	2		370	550	370		
80	1			750	550		
	2				750		

表 1-5

电动机类型			*BO* 系列电阻分相起动单相异步电动机		*CO* 系列电容起动单相异步电动机		*DO* 系列电容运转单相异步电动机	
功率(瓦)			60～370	40～370	180～750	120～750	15～180	8～180
同步转速(转/分)	3000	效率 η	0.42～0.65		0.6～0.7		0.36～0.65	
	1500			0.32～0.62		0.48～0.68		0.23～0.57
	3000	功率因数 $\cos\varphi$	0.64～0.74		0.7～0.78		0.85～0.9	
	1500			0.54～0.63		0.58～0.69		0.8～0.88
	3000	起动转矩倍数 T_{st}^*	1.5～1.1		2.8～2.5		0.6～0.35	
	1500			1.6～1.2		2.8～2.5		0.6～0.35
	3000	起动电流 A	9～30		12～37		1～7	
	1500			8～30		9～37		0.8～7
	3000	最大转矩倍数 T_{max}^*	1.8		1.8		1.6	
	1500			1.8		1.8		1.6

表 1-6

序　号	项　　目	容　　差
1	效率 η	$-0.15(1-\eta)$ 最多减 0.07
2	功率因数 $\cos\varphi$	$-(1-\cos\varphi)/6$ 最多减 0.07
3	最初起动转矩	保证值的 −10%
4	最大转矩	保证值的 −10%
5	最初起动电流	保证值的 +20%

封闭式结构的单相异步电动机各项性能指标如表 1-5 所示。其性能指标的容差应符合表 1-6 的规定。

二、铭牌数据

与其他电机一样，单相异步电动机的机座上都有一个铭牌，铭牌上标注着额定数据。主要的额定数据为

额定功率　指单相异步电动机在额定运行时轴上输出的机械功率，单位为瓦。

额定电压　指额定运行状态下，电网加在定子绕组的端电压，单位为伏。

额定电流　指电动机在额定电压下使用，输出额定功率时，定子绕组的线电流，单位为安。

额定频率　我国规定标准工业用电的频率为 50 周/秒。

额定转速　指电动机在额定电压、额定频率及额定功率下的转速，单位是转/分。

此外，铭牌上还标明定子绕组的接法、绝缘等级及允许温升等。

小　　结

单相异步电动机的结构型式，与一般小型三相异步电动机相似。转子为鼠笼式。单相异步电动机定子铁心上有主绕组和副绕组，两者的轴线在空间相隔90°电角度，并接在同一单相电源上。

不同类型单相异步电动机的容量范围分别与起动电流、起动转矩、效率和功率因数等有密切联系。单相电阻起动异步电动机的容量上限直接受到起动电流大的限制；单相电容起动异步电动机的起动电流较小，起动转矩大，容量可以做得大些；单相电容运转异步电动机的优点是运行性能好，缺点是起动转矩小，尤其是在容量较大时，其起动转矩与额定转矩的比值更小，故容量一般做得较小；电容起动和运转电动机具有较好的起动性能，而且运行时又有较高的效率和功率因数，因此容量范围较大；罩极式电动机的优点是结构简单、制造方便，缺点是起动转矩小，效率和功率因数低，一般都作成小容量的。

第 二 章

单相异步电动机的绕组

§2-1 概　　述

单相异步电动机是一种机电能量变换的电磁装置。为要实现将电能转变为机械能的目的，异步电动机中必须具有一定大小的分布磁场及其与磁场相互作用的电流。异步电动机的工作磁场（主磁场），是一种旋转磁场，它是依靠定子绕组中通以交流电流来建立的。这种旋转磁场应该具有一定的极数、一定的大小，并且在空间的分布波形尽量接近正弦波。这种旋转磁场是由旋转磁势建立的，所以对磁场的要求，也就是对磁势的要求。

单相异步电动机定子绕组种类较多，按槽内导体层数分，有单层和双层绕组；按绕组端接部分的形状分，单层绕组又有同心式、交叉式和链式之别；双层绕组又分为叠绕组和波绕组；按槽内导体的分布规律分类，则有正弦绕组、非正弦绕组、集中绕组和分布绕组等等。

由于单相异步电动机的定子内径较小，嵌线比较困难，多采用单层绕组。为了削弱高次谐波磁势，改善起动和运行

性能，又经常采用正弦绕组和双层绕组。

除凸极罩极式电动机的定子绕组采用集中绕组外，其他类型的单相异步电动机定子绕组均采用分布绕组。本章将单相异步电动机中常用的几种绕组型式简要予以介绍。

§2-2 单层同心式绕组

单层同心式绕组的绕制和嵌线都比较简单易行，故单相异步电动机中大多采用这种绕组。

对于电阻起动和电容起动的单相异步电动机（简称单相分相电动机），由于电机的运行性能主要取决于工作绕组，通常工作绕组占定子总槽数的$\frac{2}{3}$，起动绕组占总槽数的$\frac{1}{3}$，两绕组的轴线在空间相隔90°电角度。因为起动绕组不参与长期运行，其匝数一般为工作绕组匝数的$\frac{1}{2}\sim\frac{2}{3}$，起动绕组的导线截面积通常约为工作绕组截面积的$\frac{1}{2}\sim\frac{1}{5}$。图2-1表示一台4极24槽电阻或电容起动单相异步电动机的定子绕组展开图，其中D_1、D_2为工作绕组的出线端，F_1、F_2为起动绕组的出线端。

工作绕组与起动绕组的接线，应使气隙磁场相间地出现N极和S极。工作绕组与起动绕组必须分开联结，其简化接线如图2-2所示。两相绕组的端线均引到电机的出线盒内，调换起动绕组的端头F_1、F_2，即可改变单相电动机的旋转方向。

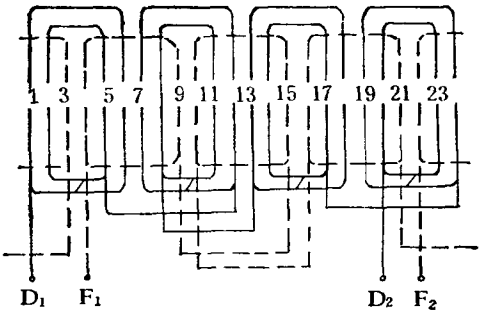


图 2-1　分相电动机定子绕组展开图

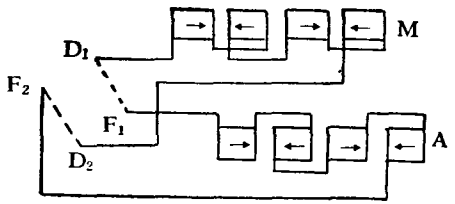


图 2-2　分相电动机简化接线图

当工作绕组占定子总槽数的$\frac{2}{3}$时，即用120°相带，可以提高电机有效材料的利用率，并自行消除磁势空间分布曲线中的三次谐波。从图2-1可见，在某一极下，工作绕组轴线在槽3、4之间，起动绕组轴线在槽6、7之间，二者的轴线相距3个槽，而相邻槽的槽距角$\gamma=\frac{p\times 360^\circ}{Q_1}=\frac{2\times 360^\circ}{24}$

= 30°电角度，故二者轴线在空间相隔 90° 电角度。

对于电容运转单相异步电动机，由于主、副绕组都接在电源上参与运行，两绕组所占定子槽数相等，用铜量也基本相等。图 2-3 表示一台 2 极 16 槽的电容运转单相异步电动机

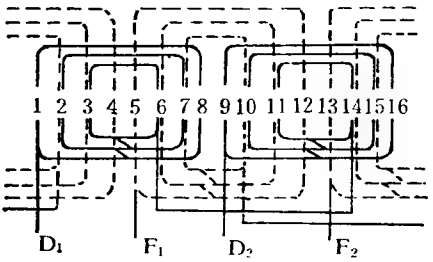


图 2-3　电容运转电动机绕组展开图

定子绕组展开图。这种绕组连接时，也应保证气隙磁场相间地出现 N 极和 S 极，由图 2-3 可见，槽距角 $\gamma = \frac{360^\circ}{16} = 22.5^\circ$ 电角度，某一极下工作绕组 D_1、D_2 的轴线在 4、5 槽之间，副绕组 F_1、F_2 的轴线在 8、9 槽之间，二者相距 4 个槽，即 $4 \times 22.5^\circ = 90^\circ$ 电角度。

为了画图方便起见，图 2-3 的定子绕组展开图也可简化为图 2-4 的形式，设计单相异步电动机定子绕组时，常用这种简化图表示绕组的连接方案。

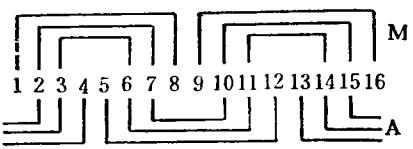


图 2-4　单相电动机绕组简化接线图

§2-3 罩极式电动机绕组

对凸极罩极式电动机，主绕组是集中绕组，套在定子磁极上，副绕组是一个短路环，套在磁极极靴的一部分上。

对隐极单相罩极式电动机，其主、副绕组都是分布绕组，分别嵌放在定子铁心的槽内。为保证电动机性能良好，应使主、副绕组的轴线在空间相隔 40°～60°电角度。主绕组与副绕组分别串联成独立的回路，且副绕组串联后自行短路，称为罩极线圈。罩极绕组的极性与主绕组相同，同样是相间地出现 N 极和 S 极。一台 2 极 18 槽隐极罩极式电动机的定子绕组展开图如图 2-5 所示。从图中可见，主绕组轴线在

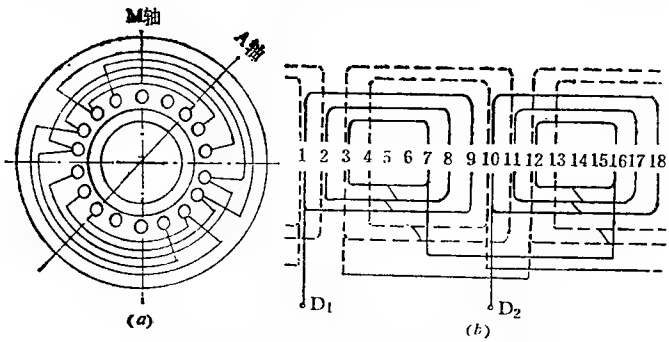


图 2-5 罩极式电动机定子绕组展开图

(a)嵌线示意图 (b)展开图

槽 5 的中心线上，罩极绕组的轴线在槽 7 的中心线上，二者相距 2 个槽，而槽距角 $\gamma = \frac{360^\circ}{18} = 20^\circ$ 电角度，故两绕组轴

线在空间相距 $2\times20^\circ=40^\circ$电角度。

为改善电动机的起动性能和运行性能，隐极罩极式电动机的主绕组也可按正弦规律分配在各槽中，罩极绕组的导体可以集中放在两个槽内，也可分散地放在较多的槽内。

§2-4 正弦绕组

正弦绕组一般都采用同心式绕组结构，其特点是组成每一相绕组的各个线圈的匝数不相等，线圈节距越大的匝数越多，线圈节距越小的匝数越少，总的要求是使属于一相绕组的各槽内导体数按正弦规律分布。这样，当同一相的电流流过该相所有的匝数不等的同心式线圈时，各槽电流由于与槽内导体数成正比，故使槽电流分布也符合正弦形，进而使相绕组建立的磁势空间分布波形很接近正弦波。所以称这种结构的绕组为正弦绕组。

正弦绕组能显著地削弱或消除高次谐波磁势，从而改善电动机的性能。由于工作绕组的全部线圈嵌放在槽的底层，辅助绕组的全部线圈嵌放在槽的上层，因而嵌线与修理工艺均比普通双层绕组方便。其缺点是各个线圈的匝数不等，绕线工艺复杂，费工时，有些槽的槽满率较低，降低了电机材料的利用率。

单相分相异步电动机采用正弦绕组后，工作绕组与辅助绕组所占槽数之比不再是2∶1的关系，而是两者接近相等。现举例说明正弦绕组的构成规律。一台 2 极12槽的电动机，极距 $\tau=6$，槽距角 $\gamma=30^\circ$，其工作绕组的展开图 如 图 2-6

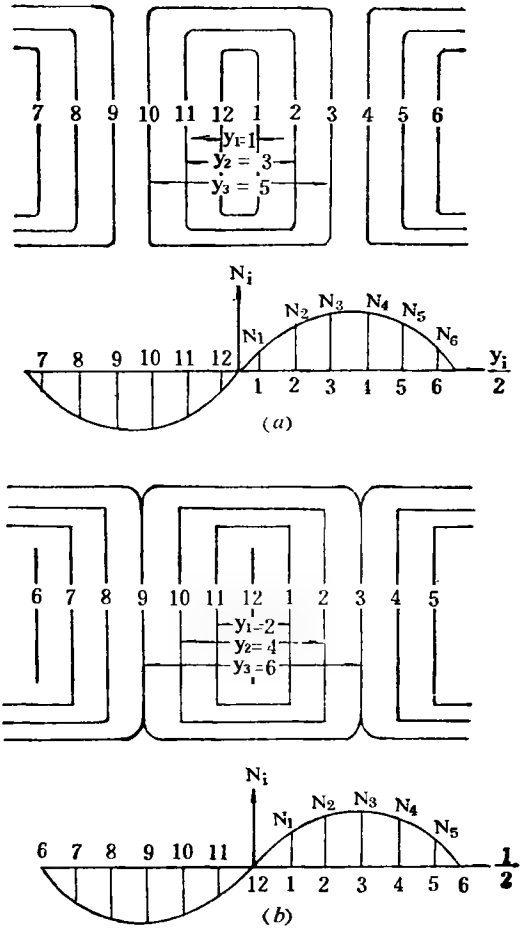


图 2-6　正弦绕组

(a) 奇数节距方案　　(b) 偶数节距方案

(a)、(b)所示，(a)为奇数节距($y_g=1、3、5$)方案，(b)为偶数节距($y_g=2、4、6$)方案。注意相邻两极下节距$y=6$(即极距τ)的线圈共居于一个槽中，这个节距y等于极距τ的线圈，其匝数应为相应槽中导体数的一半。

正弦绕组每一个极下的第g个线圈所对应的槽内导体数N_g与该线圈的节距y_g之间有如下关系

$$N_g=N\sin\left(\frac{y_g}{2}\gamma\right)$$

式中N为槽内导体数正弦分布波幅值。当然按此式计算的各槽内导体数往往是带小数的，而实际值必须取整数，这势必使槽内导体数的分布稍稍偏离正弦规律，进而导致实际磁势波中出现微弱的相带谐波，但在线圈匝数较多的情况下，这种谐波确实是很不显著的。

在此例中，设$N=150$，则对于奇数节距方案的各槽导体数为

$$N_1=N\sin\frac{y_1}{2}\gamma=150\sin\frac{1}{2}30^\circ=38.8\text{匝}$$

取$N_1=39$匝

$$N_2=N\sin\frac{y_2}{2}\gamma=150\sin\frac{3}{2}30^\circ=106\text{匝}$$

取$N_2=106$匝

$$N_3=N\sin\frac{y_3}{2}\gamma=150\sin\frac{5}{2}30^\circ=144.8\text{匝}$$

取$N_3=145$匝

对于偶数节距方案，各槽导体数为

$$N_1 = N\sin\frac{y_1}{2}\gamma = 150\sin\frac{2}{2}30^\circ = 75\text{匝}$$

取 $N_1 = 75$ 匝

$$N_2 = N\sin\frac{y_2}{2}\gamma = 150\sin\frac{4}{2}30^\circ = 129.5\text{匝}$$

取 $N_2 = 130$ 匝

$$N_3 = N\sin\frac{y_3}{2}\gamma = 150\sin\frac{6}{2}30^\circ = 150\text{匝}$$

取 $N_3 = 150$ 匝

从图 2-4 看出，有些槽中只放置工作绕组的线圈，有的槽中只放置辅助绕组的线圈，而其余的槽中同时放置着工作绕组和辅助绕组的线圈。

由于在偶数节距方案时，$y=\tau$ 的线圈匝数只有该槽内导体数的$\frac{1}{2}$（另一半计入相邻极去），此例中即为$\frac{1}{2}N_3 = 75$匝，故偶数节距时每极串联总匝数为$N_1 + N_2 + \frac{1}{2}N_3 = 280$匝。

小　　结

电机中发生的电磁关系，如定子绕组通过交流电流产生旋转磁势和磁场，磁场切割绕组导体感生电势，旋转磁场与绕组中电流相互作用产生电磁转矩，所有这些电磁现象，都与电机的绕组密切联系着，因此，绕组是电机中的关键部

件，它决定着电机性能的优劣。

单相异步电动机定子绕组的设计原则是力求获得较大的基波磁势，同时减小基波旋转磁场的椭圆度，尽量削弱谐波磁势，还应考虑节省材料和加工的方便。

各种绕组型式的应用范围并无绝对界限，一般来说，单相电阻或电容起动电动机多采用单层同心式绕组，单相电容运转电动机多采用正弦绕组。

第三章

单相异步电动机的磁势

§3-1 对称两相绕组的基波磁势——圆形旋转磁势

在单相异步电动机中，实现将电能变为机械能的条件是产生一个旋转磁场，就是说旋转磁场是单相异步电动机工作的基础。从一般电机原理知道，三相对称绕组通以三相对称电流就产生三相合成的圆形旋转磁场。同样的道理，在单相异步电动机中，如果定子上嵌放的两个绕组（主绕组和副绕组）是对称的，即二者的有效匝数相等，二者的轴线在空间相距90°电角度，那么通入两相对称电流时，也会产生合成的圆形旋转磁场。洗衣机中用的单相电容运转电动机基本上就是两相对称运行的情况，为了在洗衣过程中电动机能够正、反向转动，移相电容可以在主、副绕组之间换接。我们假定主绕组通入的电流为 $\dot{I}_m$，副绕组通入的电流为 $\dot{I}_a$，$\dot{I}_a$ 与 $\dot{I}_m$ 的幅值相等，时间相位差是90°电角度，这样的两相对称电流，其数学表达式为

$$\left.\begin{aligned} i_a &= I_{am}\cos\omega t \\ i_m &= I_{mm}\cos(\omega t - 90^\circ) \\ I_{am} &= I_{mm} \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}1)$$

当对称两相电流通过对称两相绕组时，主、副两相分别产生幅值相等、时间相位差 90°的脉振磁势，注意到空间与时间都互差 90° 电角度这个特点，仿照三相电机的分析方法，即可写出主、副相绕组的基波磁势表达式。

取副相绕组 A 的轴线作为空间坐标的原点 $x=0$，并以正相序方向($A\rightarrow M$)作为 x 的正方向，同时选择 A 相电流达到最大值时的瞬间作为时间的起点 $t=0$，于是 A 与 M 两相的基波磁势表达式为

$$\left.\begin{aligned} f_{a1}(x,t) &= F_{\phi 1}\cos\omega t\cos\frac{\pi}{\tau}x \\ f_{m1}(x,t) &= F_{\phi 1}\cos(\omega t - 90^\circ)\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - 90^\circ\right) \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}2)$$

式中，$F_{\phi 1} = 0.9\dfrac{W_A K_{dpA}}{p} Ia = 0.9\dfrac{W_M K_{dpM}}{p} I_m$ 表示单相基波脉振磁势的幅值；$\cos\dfrac{\pi}{\tau}x$、$\cos\left(\dfrac{\pi}{\tau}x - 90^\circ\right)$表示 A、M 两个单相基波磁势在空间分布的规律；$\cos\omega t$、$\cos(\omega t - 90^\circ)$ 表示A、M两个单相基波磁势随时间变化的规律。

利用三角学公式$\cos\alpha\cos\beta = \dfrac{1}{2}\cos(\alpha-\beta) + \dfrac{1}{2}\cos(\alpha+\beta)$的关系，对 $f_{a1}(x,t)$、$f_{m1}(x,t)$进行分解

$$f_{a1}(x,\ t) = F_{\phi 1}\cos\omega t\cos\frac{\pi}{\tau}x$$

$$= \frac{1}{2}F_{\phi 1}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) + \frac{1}{2}F_{\phi 1}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x\right) \quad (3\text{-}3)$$

$$f_{m1}(x,t) = F_{\phi 1}\cos(\omega t - 90°)\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - 90°\right)$$

$$= \frac{1}{2}F_{\phi 1}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right)$$

$$+ \frac{1}{2}F_{\phi 1}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x - 180°\right) \quad (3\text{-}4)$$

将 $f_{a1}(x,t)$、$f_{m1}(x,t)$ 相加，得到两相绕组的基波合成磁势为

$$f_1(x,t) = f_{m1}(x,t) + f_{a1}(x,t)$$

$$= F_{\phi 1}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) \quad (3\text{-}5)$$

从式(3-5) 可以看出，当两相对称绕组通以两相对称电流时，在电机内就产生一个旋转磁势，其幅值恒定不变，且等于一相绕组脉振磁势的振幅，这就是圆形旋转磁势。

由以上的分析知道，电机中的圆形旋转磁势，是由两个脉振磁势合成的。如果用磁势向量 $\overline{F}_a$ 和 $\overline{F}_m$ 代表这两个脉振磁势，它们分别位于各自绕组的轴线上，由于两相绕组的轴线在空间相隔 90°电角度，因此磁势向量 $\overline{F}_a$ 与 $\overline{F}_m$ 在空间也相隔 90° 电角度，同时，由于主、副相电流都随时间按正弦规律变化，且两相电流的时间相位差为 90° 电角度，所以磁势向量 $\overline{F}_a$ 与 $\overline{F}_m$ 的幅值也随时间按正弦规律变化，二

者的时间相位差是90°电角度。因此，两相对称绕组通入两相对称电流时，获得圆形旋转磁势的条件又可表示为

$$\bar{F}_a = j\bar{F}_m$$

或

$$\dot{I}_a W_A K_{dpA} = j\dot{I}_m M_M K_{dpM} \qquad (3\text{-}6)$$

这就是说，在单相异步电动机具有主、副两相绕组的情况下，产生圆形旋转磁势的条件可以这样认为：如果两相脉振磁势，在时间上彼此有90°相位差，二者的轴线在空间相距90°电角度，其脉振的幅值又相等，那么这样两个脉振磁势的合成磁势必定是一个圆形旋转磁势。

如果两相绕组的有效匝数不相等，且有效匝数比为 $a = \dfrac{W_A K_{dpA}}{W_M K_{dpM}}$ 时，由上面的分析可知，只要两相脉振磁势的幅值相等，二者的轴线在空间相隔90°电角度，脉振时间有90°的相位差，那么这两相脉振磁势的合成磁势同样是一个圆形旋转磁势。

将式(3-6)写成幅值大小的关系，即

$$I_a W_A K_{dpA} = I_m W_M K_{dpM} \qquad (3\text{-}7)$$

由(3-7)式得到

$$\frac{I_m}{I_a} = \frac{W_A K_{dpA}}{W_M K_{dpM}} = a \qquad (3\text{-}8)$$

这就说明，当两相的有效匝数不等，两相的轴线在空间相隔90°电角度时，为产生合成的圆形旋转磁势，一方面要求两相电流的时间相位差为90°电角度，另一方面又要求两相电流大小不等，两相电流的有效值应与绕组的有效匝数成反比。

两相脉振磁势合成的圆形旋转磁势的转向，是从流过超

前电流的绕组轴线转向流过滞后电流的绕组轴线，旋转磁场的同步转速为

$$n_1 = \frac{60f}{p} \tag{3-9}$$

这些特点都与三相电机时的结论一致。

§3-2 不对称两相绕组的基波磁势——椭圆形旋转磁势

已知两相对称绕组通以两相对称电流时，两相共同产生的基波合成磁势是一个幅值大小不变、转速恒定的圆形旋转磁势。如果两相绕组或两相电流二者中有一个不对称，或是两者都不对称，那么两相合成后的基波磁势就不再是圆形旋转磁势，而是椭圆形旋转磁势了。各种类型的单相异步电动机几乎都是运行在椭圆形旋转磁场状态下。

两相绕组不对称分为下列两种情况：

(1)工作绕组和辅助绕组的有效匝数不相等，即 $W_A K_{dpA} \neq W_M K_{dpM}$，而两相绕组的轴线在空间相隔的电角度仍为90°。单相电阻、电容分相电动机和电容运转电动机的两个绕组都属于这种不对称绕组；

(2) 两个绕组的有效匝数不相等，且二者的轴线在空间相隔的电角度小于 90°。凸极和隐极罩极式电动机的两 个定子绕组属于这种不对称绕组。

两相电流不对称分为下列情况：

(1) 两相电流大小不等，时间相位差小于 90° 电角度。

所有单相异步电动机的两相电流，几乎都属于这种不对称电流；

(2) 两相电流大小不等，时间相位差等于 90° 电角度。单相电容运转异步电动机，在额定负载运行时，基本属于这种情况。

为了简化分析，此处我们以两相对称绕组通以两相不对称电流时产生的椭圆形旋转磁势为例进行说明（两相绕组、两相电流均不对称的情况见第四章的讨论）。因为两相绕组是对称的，应用对称分量法，可以直接将两相不对称电流 $\dot{I}_a$、$\dot{I}_m$ 分解为两组对称的电流分量，其中正序对称电流分量为 $\dot{I}_{a+}$、$\dot{I}_{m+}$，负序对称电流分量为 $\dot{I}_{a-}$、$\dot{I}_{m-}$。两相电流与正、负序电流分量间的关系式为

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_{a+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_a + j\dot{I}_{m+}) = j\dot{I}_{m+} \\
\dot{I}_{a-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_a - j\dot{I}_m) = -j\dot{I}_{m-} \\
\dot{I}_{m+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_m - j\dot{I}_a) = -j\dot{I}_{a+} \\
\dot{I}_{m-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_m + j\dot{I}_a) = j\dot{I}_{a-}
\end{aligned}\right\} \tag{3-10}$$

根据上一节对圆形旋转磁势的分析结果，两对称绕组通以正序对称电流 $\dot{I}_{a+}$、$\dot{I}_{m+}$ 时，将产生正向圆形旋转磁势 $F_+\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right)$，两相对称绕组通以负序对称电流 $\dot{I}_{a-}$、$\dot{I}_{m-}$ 时，将产生反向圆形旋转磁势 $F_-\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau}x\right)$。这就说明，在电机气隙中存在着两个转向相反、幅值不等的基波旋转磁

势，二者合成的基波磁势为

$$f_1(x,t)=F_+\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)+F_-\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x\right) \qquad (3\text{-}11)$$

式中 $F_+=0.9\dfrac{W_AK_{dpA}}{p}I_{a+}=0.9\dfrac{W_MK_{dpM}}{p}I_{m+}$ 是正向旋转磁势的幅值；$F_-=0.9\dfrac{W_AK_{dpA}}{p}I_{a-}=0.9\dfrac{W_MK_{dpM}}{p}I_{m-}$ 是反向旋转磁势的幅值。电流 I_{a+}、I_{a-}、I_{m+}、I_{m-} 均指有效值。

空间按正弦分布的旋转磁势可用一旋转磁势向量 $\overline{F}$ 代表，正向旋转磁势可由旋转向量 $\overline{F}_+$ 代表，反向旋转磁势可由旋转向量 $\overline{F}_-$ 代表。$\overline{F}_+$ 和 $\overline{F}_-$ 各以同步角速度 ω 向相反的方向转动。因为正弦波相加仍为正弦波，故在任一瞬间的合成磁势仍然是一个在空间按正弦规律分布的磁势波，并可用旋转向量 $\overline{F}$ 代表，$\overline{F}$ 为 $\overline{F}_+$ 和 $\overline{F}_-$ 的向量和。当 $\overline{F}_+$ 和 $\overline{F}_-$ 在不同的瞬时位置时，$\overline{F}$ 也将有不同的幅值，显然，当磁势旋转时，向量 $\overline{F}$ 端点的轨迹为一个椭圆，如图 3-1 所示。

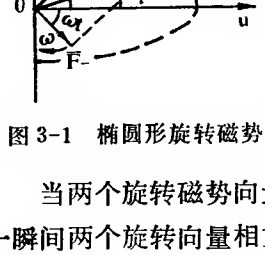


图 3-1　椭圆形旋转磁势

当两个旋转磁势向量彼此向相反的方向转动时，总有某一瞬间两个旋转向量相重合，我们取这一瞬间为时间的起始点 $t=0$，并取此时的向量所在位置为空间坐标的起始点 $x=0$。当经过一段时间 t 后，正向旋转磁势 $\overline{F}_+$ 沿逆时针方向转过 ωt 电角度，而反向旋转磁势 $\overline{F}_-$ 沿顺时针方向转过 ωt 电角度，如图 3-1 所示。因此，又可以用数学方法证明合成旋

转磁势 $\bar{F}$ 的端点轨迹是一个椭圆。在图 3-1 中，设 $\bar{F}$ 的横轴分量为 u，$\bar{F}$ 的纵轴分量为 v，则有

$$u = F_+\cos\omega t + F_-\cos\omega t = (F_+ + F_-)\cos\omega t \qquad (3\text{-}12)$$

$$v = F_+\sin\omega t - F_-\sin\omega t = (F_+ - F_-)\sin\omega t \qquad (3\text{-}13)$$

将上两式平方后相加，可得

$$\frac{u^2}{(F_+ + F_-)^2} + \frac{v^2}{(F_+ - F_-)^2} = 1 \qquad (3\text{-}14)$$

这是一个椭圆方程，表明合成磁势向量 $\bar{F}$ 旋转一圈时，向量端点的轨迹是一个椭圆，故把这种磁势称为椭圆形旋转磁势。

合成旋转磁势的幅值为

$$F = \sqrt{u^2 + v^2} = \sqrt{(F_+ + F_-)^2\cos^2\omega t + (F_+ - F_-)^2\sin^2\omega t}$$

$$= \sqrt{F_+^2 + F_-^2 + 2F_+F_-\cos 2\omega t} \qquad (3\text{-}15)$$

该式说明合成磁势的幅值是随时间变化的。

下面讨论合成旋转磁势的旋转角速度。设合成磁势 $\bar{F}$ 与横轴 u 的空间相角为 $\theta = \frac{\pi}{\tau}x$，则有

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{v}{u} = \frac{F_+ - F_-}{F_+ + F_-}\operatorname{tg}\omega t \qquad (3\text{-}16)$$

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{F_+ - F_-}{F_+ + F_-}\operatorname{tg}\omega t\right) \qquad (3\text{-}17)$$

对 θ 微分，便得合成磁势 $\bar{F}$ 的空间旋转角速度为

$$\omega' = \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{1 + \left(\frac{F_+ - F_-}{F_+ + F_-}\operatorname{tg}\omega t\right)^2} \cdot \frac{F_+ - F_-}{F_+ + F_-}\sec^2\omega t \cdot \omega$$

$$= \frac{\omega(F_+ + F_-)^2}{(F_+ + F_-)^2 + (F_+ - F_-)^2 \mathrm{tg}^2\omega t} \cdot \frac{F_+ - F_-}{F_+ + F_-} \sec^2\omega t$$

$$= \frac{\omega(F_+^2 - F_-^2)\sec^2\omega t}{F_+^2(1+\mathrm{tg}^2\omega t) + F_-^2(1+\mathrm{tg}^2\omega t) + 2F_+F_-(1-\mathrm{tg}^2\omega t)}$$

$$= \frac{\omega(F_+^2 - F_-^2)}{F_+^2 + F_-^2 + 2F_+F_-\cos 2\omega t}$$

$$= \frac{F_+^2 - F_-^2}{F^2}\omega \qquad (3\text{-}18)$$

这就说明，角速度 ω' 与合成磁势幅值的平方成反比，在椭圆的长轴附近（即 F 最大处）角速度低些，而在短轴附近（即 F 最小处）角速度大些，所以角速度不是常数。至于合成磁势的旋转方向则视正向旋转磁势和反向旋转磁势哪一个强而决定。这是单相异步电动机中气隙磁势的最普遍情况。当正向旋转磁势 F_+ 和反向旋转磁势 F_- 中任一个为零时，便是圆形旋转磁势。当 $F_+ = F_-$ 时便是脉振磁势。当 F_+ 和 F_- 都存在而且大小不相等时，就是椭圆形旋转磁势。

在单相异步电动机中最普遍的情况是：主、副绕组的轴线在空间相距任意角 θ，两相绕组的有效匝数不相等，主、副绕组中的电流大小不等，相位差为任意角 φ，即是两相不对称绕组通以两相不对称电流的情况，其两相合成磁势必是椭圆形旋转磁势。图 3-2 表示两相不对称绕组。A 相绕组的轴线和 M 相绕组的轴线在空间相隔 θ 角，副相绕组的电流 $\dot{I}_a$ 超前主相绕组的电流 $\dot{I}_m$ 一个 φ 角，用数学式表示为

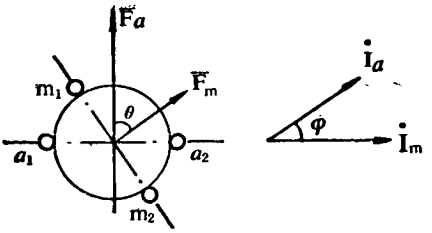


图 3-2　不对称两相绕组的电流和磁势

$$\left.\begin{aligned} i_a &= I_{am}\cos(\omega t+\varphi)\\ i_m &= I_{mm}\cos\omega t \end{aligned}\right\} \tag{3-19}$$

A 相的脉振磁势为

$$\overline{F}_{at}=\overline{F}_a\cos(\omega t+\varphi)$$

$$=\frac{1}{2}\overline{F}_a(e^{j\omega t}e^{j\varphi}+e^{-j\omega t}e^{-j\varphi}) \tag{3-20}$$

M 相的脉振磁势为

$$\overline{F}_{m_t}=\overline{F}_m\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}\overline{F}_m(e^{j\omega t}+e^{-j\omega t}) \tag{3-21}$$

两相合成磁势为

$$\overline{F}=\overline{F}_{at}+\overline{F}_{m_t}$$

$$=\frac{1}{2}(\overline{F}_a e^{j\varphi}+\overline{F}_m)e^{j\omega t}+\frac{1}{2}(\overline{F}_a e^{-j\varphi}+\overline{F}_m)e^{-j\omega t} \tag{3-22}$$

式(3-22)中右方包含 $e^{j\omega t}$ 的第一项是两相合成后的正向旋转磁势 $\overline{F}_+$，包含 $e^{-j\omega t}$ 的第二项是两相合成后的反向旋转

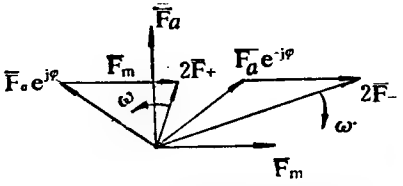


图 3-3　不对称两相绕组的磁势分量

磁势 $\bar{F}_-$，其向量图见图 3-3。可见任意两相不对称情况下的合成磁势 $\bar{F}$ 仍然是由两个幅值不等、转向相反，而转速相等的旋转磁势组成。图 3-4 表示这种合成磁势 $\bar{F}$ 的端点轨迹是一个椭圆。

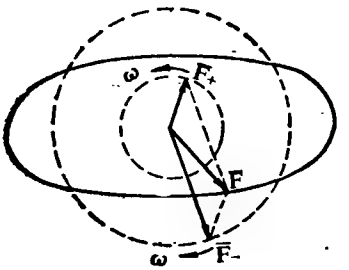


图 3-4　椭圆磁势

§3-3　两相绕组的谐波磁势

研究两相绕组产生的各个高次谐波磁势的合成磁势时，其方法与分析基波合成磁势的方法相同。单相绕组的谐波磁势具有如下的特点：

第一，单相绕组磁势可以分解为基波和一系列高次谐波。一般情况下，其谐波次数仅为奇数，即 $\nu = 1、3、5、7、9\cdots\cdots$。

第二，由于谐波的极数为基波的 ν 倍，如果令 τ 表示基波磁势的极距，τ_ν 表示谐波磁势的极距，则有：$\tau=\nu\tau_\nu$ 或 $\tau_\nu=\frac{1}{\nu}\tau$。或者说，对于同一个空间角度，对应于基波是 $\frac{\pi}{\tau}x$ 电角度，对应于 ν 次谐波就是 $\nu\frac{\pi}{\tau}x$ 电角度。

第三，在坐标原点 $x=0$ 处，基波为正值，三次谐波为负值，五次谐波为正值，七次谐波又为负值。总之，任意 ν 次谐波的正、负值由函数 $\sin\nu\frac{\pi}{2}$ 的正、负决定。

基于上述概念，当辅助绕组 A 中通过的电流为 $i_a=\sqrt{2}I_a\cos\omega t$ 时，可写出辅助绕组的磁势方程为

$$f_a(x,\ t)=\left[F_{a_1}\cos\frac{\pi}{\tau}x-F_{a_3}\cos3\frac{\pi}{\tau}x+F_{a_5}\cos5\frac{\pi}{\tau}x-\cdots\cdots\right]\cos\omega t \qquad (3-23)$$

当工作绕组 M 的轴线在空间超前辅助绕组的轴线为 90° 电角度，且工作绕组中的电流 i_m 在时间上落后辅助绕组中电流 i_a 的时间相位角为 φ，即 $i_m=\sqrt{2}I_m\cos(\omega t-\varphi)$ 时，则工作绕组的磁势方程为

$$f_m(x,\ t)=\left[F_{m_1}\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right)-F_{m_3}\cos3\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right)+F_{m_5}\cos5\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right)-\cdots\cdots\right]\cos(\omega t-\varphi) \qquad (3-24)$$

为了得到工作绕组与辅助绕组共同产生的合成磁势，应该将式(3-23)与(3-24)进行叠加。下面分两种情况进行研

究。①两相绕组对称运行情况；②两相绕组不对称运行情况。

一、主、副绕组对称运行时的谐波磁势

两相绕组对称运行时，是指工作绕组 M、辅助绕组 A 的轴线在空间相隔（对于基波磁势而言）90°电角度，电流 i_a 与 i_m 之间的时间相位差也为 90°电角度，主、副绕组产生的各次谐波磁势的幅值相等，即有 $F_{a1}=F_{m1}=F_{\phi 1}$，$F_{a3}=F_{m3}=F_{\phi 3}$，$F_{a5}=F_{m5}=F_{\phi 5}\cdots\cdots$。因而基波及各次谐波磁势的合成磁势表示如下。

1. 基波合成磁势

$$f_{a1}(x,t)=F_{\phi 1}\cos\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 1}\left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}25)$$

$$f_{m1}(x,t)=F_{\phi 1}\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-90^\circ\right)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 1}\left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)-\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}26)$$

两相合成的基波磁势为

$$f_1(x,t)=f_{a1}(x,t)+f_{m1}(x,t)$$

$$=F_{\phi 1}\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right) \quad (3\text{-}27)$$

式(3-27)说明基波合成磁势 $f_1(x,t)$ 是一个正向旋转的圆形

旋转磁势。令$\frac{\pi}{\tau}x-\omega t=c$，微分$\frac{dx}{dt}=2\tau f$为其线速度，同步转速为$n_1=2\tau f\frac{60}{2p\tau}=\frac{60f}{p}$（转/分）。

2. 三次谐波合成磁势

$$f_{a_3}(x,\ t)=F_{\phi 3}\cos 3\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 3}\left[\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}28)$$

$$f_{m_3}(x,t)=F_{\phi 3}\cos 3\left(\frac{\pi}{\tau}x-90^\circ\right)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 3}\left[-\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right. \quad (3\text{-}29)$$

两相合成的三次谐波磁势为

$$f_3(x,t)=f_{a_3}(x,t)+f_{m_3}(x,t)$$

$$=F_{\phi 3}\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right) \quad (3\text{-}30)$$

式(3-30)表示三次谐波合成磁势是一个反向旋转的圆形旋转磁势。令$3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t=c$，微分$\frac{dx}{dt}=-\frac{2\tau f}{3}$为其线速度，而同步转速为$n_3=-\frac{n_1}{3}$，负号表明三次谐波转向与基波相反，而转速为基波的$\frac{1}{3}$。

3．五次谐波合成磁势

$$f_{a5}(x,\ t)=F_{\phi 5}\cos 5\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 5}\left[\cos\left(5\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(5\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}31)$$

$$f_{m5}(x,t)=F_{\phi 5}\cos 5\left(\frac{\pi}{\tau}x-90^\circ\right)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 5}\left[\cos\left(5\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)-\cos\left(5\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}32)$$

两相合成的五次谐波磁势为

$$f_5(x,t)=f_{a5}(x,t)+f_{m5}(x,t)$$

$$=F_{\phi 5}\cos\left(5\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right) \quad (3\text{-}33)$$

式(3-33)表示五次谐波合成磁势为一个正向旋转的圆形旋转磁势。其同步转速为$n_5=\frac{n_1}{5}$。即转向与基波时相同，转速为基波的$\frac{1}{5}$。

4．七次谐波合成磁势

$$f_{a7}(x,\ t)=F_{\phi 7}\cos 7\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{\phi 7}\left[\cos\left(7\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(7\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}34)$$

$$f_{m7}(x,t)=F_{\phi 7}\cos 7\left(\frac{\pi}{\tau}x-90^\circ\right)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$= \frac{1}{2}F_{\phi 7}\left[-\cos\left(7\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(7\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3\text{-}35)$$

两相合成的七次谐波磁势为

$$f_7(x,t) = F_{\phi 7}\cos\left(7\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right) \quad (3\text{-}36)$$

七次谐波合成磁势为一个反向旋转的圆形旋转磁势，其转速为$-\frac{n_1}{7}$。

综上所述，单相异步电动机，当主、副两相绕组对称运行时，产生的全部奇次谐波的次数可用下面的公式表示，即

$$\nu = 4K+1 \quad (3\text{-}37)$$

K为零及正、负整数。当ν为负号时，表示该次谐波合成磁势反方向旋转，当ν为正号时，表示该次谐波合成磁势正方向（即基波转向）旋转。谐波磁势的转速为

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu} \quad (3\text{-}38)$$

式中n_1是基波旋转磁场的同步转速。

二、主、副绕组不对称运行时的谐波磁势

在§3-2节中已经指出，单相异步电动机的两相绕组或两相电流都存在几种不对称情况，致使单相异步电动机两相不对称运行的情况多种多样。然而，无论哪种不对称运行情况，总是表现为电机中两相合成的磁势为椭圆形旋转磁势。由于两相的磁势不对称，经过谐波分解后，两相对应的基波磁势或谐波磁势的幅值不会相等，即$F_{a1} \neq F_{m1}$，$F_{a3} \neq F_{m3}$，

……，$F_{av} \neq F_{mv}$。为此，两相的基波合成磁势或谐波合成磁势中，既有正转的圆形旋转磁势分量，又有反转的圆形旋转磁势分量。为了简化分析，这里以主、副两相绕组的轴线在空间相隔 90° 电角度，两相电流 $\dot{I}_a$、$\dot{I}_m$ 的时间相位差 $\varphi = 90°$ 电角度，两相磁势幅值不相等的情况为例进行研究，得到的结论，同样适用于其他不对称运行条件。下面以基波和三次谐波磁势为例予以说明。

1．其波合成磁势

$$f_{a1}(x,t) = F_{a1}\cos\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$= \frac{1}{2}F_{a1}\left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \qquad (3\text{-}39)$$

$$f_{m1}(x,\ t) = F_{m1}\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right)\cos(\omega t-90°)$$

$$= \frac{1}{2}F_{m1}\left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)-\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \qquad (3\text{-}40)$$

两相合成的基波磁势为

$$f_1(x,t) = f_{a1}(x,t) + f_{m1}(x,t)$$

$$= \frac{1}{2}(F_{a1}+F_{m1})\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)$$

$$+\ \frac{1}{2}(F_{a1}-F_{m1})\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right) \qquad (3\text{-}41)$$

因为 $F_{a1} \neq F_{m1}$，合成磁势中既有 $\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)$ 项，又有

$\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)$项，前者为正向圆形旋转磁势，后者为反向圆形旋转磁势。且转速均为基波旋转磁场的同步转速n_1。

2．三次谐波合成磁势

$$f_{a_3}(x,t)=F_{a_3}\cos 3\frac{\pi}{\tau}x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{a_3}\left[\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3-42)$$

$$f_{m_3}(x,t)=F_{m_3}\cos 3\left(\frac{\pi}{\tau}x-90^\circ\right)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{m_3}\left[-\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)+\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)\right] \quad (3-43)$$

两相合成的三次谐波磁势为

$$f_3(x,t)=\frac{1}{2}(F_{a_3}-F_{m_3})\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)$$

$$+\frac{1}{2}(F_{a_3}+F_{m_3})\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right) \quad (3-44)$$

由于$F_{a_3}\neq F_{m_3}$，合成磁势中既有$\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x-\omega t\right)$项，又有$\cos\left(3\frac{\pi}{\tau}x+\omega t\right)$项。前者为正向的三次谐波圆形旋转磁势，后者为反向的三次谐波圆形旋转磁势，且正、反向的转速均为基波同步转速n_1的$\frac{1}{3}$。

应用同样的方法，可以对任意 ν 次谐波进行分析，并得出如下结论：在主、副绕组两相不对称运行时，合成的每一次谐波磁势都包含两个分量，一个是正向旋转的圆形旋转磁势，另一个是反向旋转的圆形旋转磁势。因此，不对称运行时单相异步电动机中的谐波磁势分量，要比对称运行时增加一倍。其谐波次数可用下面的公式表示

$$\nu = \pm(4K+1) \tag{3-45}$$

式中 K 为零及正、负整数。因为绝大多数情况下，单相异步电动机几乎都是不对称运行情况，谐波成分比较多，再加较三相异步电动机时增加了 3 及 3 的倍数次谐波，所以谐波对单相电动机性能的影响要比三相异步电动机严重得多。

谐波磁场对异步电动机性能的影响主要表现在以下三个方面：①使电机内部的附加损耗增加；②引起电动机的振动和噪声；③产生附加转矩，使电机的起动发生困难。在单相异步电动机中，谐波产生的同步附加转矩，对起动性能的影响极其严重。例如，实践证明，单相异步电动机起动转矩的大小随着转子位置的不同而发生波动，在某些转角位置，起动转矩较大，而在另一些转角位置，起动转矩又会减小，甚至出现在某些转角位置电动机不能起动的现象，通常称为“死点”。所以单相异步电动机中谐波磁场的存在严重影响着电动机的性能。

§3-4 正弦绕组的磁势

为了计算正弦绕组的磁势，把图2-6(a)所示的正弦绕组

端部联接方式改成图 3-5 的形式。因为槽电流的方向和分布规律没发生变化，作这样的变换不会改变正弦绕组的磁势情况。

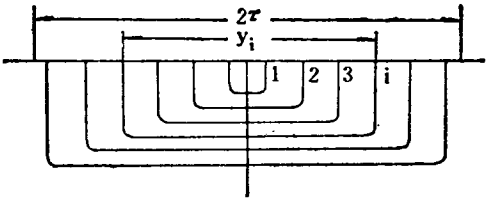


图 3-5　正弦绕组等效端部联接方式

在图 3-5 中，一对极下的全部线圈都是同心的，各个线圈产生的任何一次谐波磁势的幅值位置都处在同心式绕组的轴线上，因此同次谐波磁势的幅值可以直接进行代数叠加。按线圈的节距来分，一对极下共有$\frac{Q_1}{2p}$种（对于奇数节距方案）或$\left(\frac{Q_1}{2p}-1\right)$种(对于偶数节距方案）节距$y_g$大小不同的线圈。为了分析计算这些节距不同的线圈组成正弦绕组的基波与谐波磁势，必须先分析并得出一个任意短距线圈的基波与谐波磁势的表达式（整距线圈只是一个特例)，如图 3-6 所示。图中

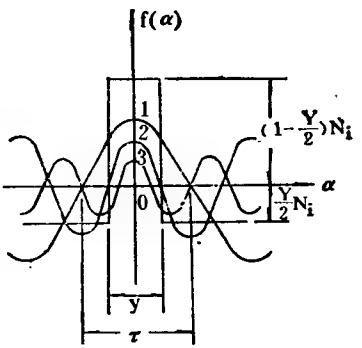


图 3-6　短距线圈的基波与谐波磁势

τ 是基波的极距，y 是短距线圈的节距，$y=\frac{y}{\tau}$，N 是线圈的匝数。线圈中电流为 $i=\sqrt{2}I\sin\omega t$。

坐标原点（即 $\alpha=0$ 处）取在线圈 ab 的轴线上，一个极距 τ 的空间电角度为 π，令 α_c 为定子内圆周上距原点为 x 处的电角度，则 α_c 与 x 之间有如下关系

$$\alpha_c=\frac{\pi}{\tau}x \tag{3-46}$$

按照傅里叶级数的分解方法，图 3-6 中的磁势波形表示为

$$f(\alpha)=a_1\cos\alpha_c+a_2\cos2\alpha_c+\cdots+a_\nu\cos\nu\alpha_c \tag{3-47}$$

其中系数 a_ν 为

$$a_\nu=\frac{2}{\pi}\int_0^{\nu\frac{\pi}{2}}\left(1-\frac{y}{2}\right)iN\cos\nu\alpha_c d\alpha_c-\frac{2}{\pi}\int_{\nu\frac{\pi}{2}}^{\pi}\frac{y}{2}iN\cos\nu\alpha_c d\alpha_c$$

$$=iN\left[\frac{2}{\pi}\left(1-\frac{y}{2}\right)\frac{1}{\nu}\sin\nu y\frac{\pi}{2}+\frac{2}{\pi}\frac{y}{2}\frac{1}{\nu}\sin\nu y\frac{\pi}{2}\right]$$

$$=iN\frac{2}{\pi}\frac{1}{\nu}\sin\nu y\frac{\pi}{2}$$

$$=iN\frac{2}{\pi}\frac{1}{\nu}K_{p\nu} \tag{3-48}$$

当 $i=\sqrt{2}I\sin\omega t$ 时，有

$$a_\nu=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{1}{\nu}K_{p\nu}NI\sin\omega t$$

$$=f_\nu\sin\omega t \tag{3-49}$$

若 $\omega t = 90°$电角度时，则有

$$a_\nu = f_\nu = 0.9NIK_{p\nu}\frac{1}{\nu} \tag{3-50}$$

f_ν 为第 ν 次谐波磁势的最大幅值，$K_{p\nu}$ 为第 ν 次谐波的短距系数，即

$$\begin{aligned} K_{p\nu} &= \sin\nu Y\frac{\pi}{2} \\ &= \sin\nu\frac{y}{\tau}\frac{\pi}{2} \\ &= \sin\nu\frac{y}{2}\gamma \end{aligned} \tag{3-51}$$

式中 $\gamma = \frac{\pi}{\tau}$是槽距角。

同心式正弦绕组中，任一节距为 y_g 的线圈建立的第 ν 次谐波磁势的最大幅值，都可以用式(3-50)表示为

$$\begin{aligned} f_{g\nu} &= \frac{1}{\nu}0.9IN_gK_{p\nu} \\ &= \frac{1}{\nu}0.9IN_g\sin\left(\nu\frac{y_g}{2}\gamma\right) \end{aligned} \tag{3-52}$$

一对极下有 g 个节距 y_g 不同的线圈，采用奇数节距方案时，$g = \frac{Q_1}{2p}$个，采用偶数节距方案时，$g = \frac{Q_1}{2p} - 1$个。g个线圈各自建立的 ν 次谐波脉振磁势最大幅值的代数和，就是一相的正弦绕组建立的 ν 次谐波脉振磁势最大幅值，即有

$$F_{\phi\nu} = \frac{1}{\nu}0.9I\sum_g N_g\sin\left(\nu\frac{y_g}{2}\gamma\right)$$

$$= \frac{1}{\nu} 0.9 I W_p K_{dp\nu} \tag{3-53}$$

式中 W_p——一对极下每相的总匝数；

$K_{dp\nu}$——正弦绕组对于 ν 次谐波的绕组系数。

当 $g = \frac{Q_1}{2p}$ 个线圈时，有

$$y_g = 2g - 1, \qquad g = 1、2、\cdots、\frac{Q_1}{2p} \tag{3-54}$$

$$W_p = \sum_{g=1}^{Q_1/2p} N_g \tag{3-55}$$

则

$$K_{dp\nu} = \frac{1}{W_p} \sum_{g=1}^{Q_1/2p} N_g \sin\left(\nu \frac{y_g}{2}\gamma\right)$$

$$= \frac{1}{W_p} \sum_{g=1}^{Q_1/2p} N_g \sin\nu\left(g - \frac{1}{2}\right)\gamma \tag{3-56}$$

当 $g = \frac{Q_1}{2p} - 1$ 个线圈时，有

$$y_g = 2g, \qquad g = 1、2、\cdots、\frac{Q_1}{2p} - 1 \tag{3-57}$$

$$W_p = \sum_{g=1}^{Q_1/2p-1} N_g \tag{3-58}$$

则
$$K_{dpv}=\frac{1}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}N_g\sin\left(\nu\frac{y_g}{2}\gamma\right)$$
$$=\frac{1}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}N_g\sin\nu g\gamma \qquad (3-59)$$

如果N_g的分布严格按照$N_g=N\sin\frac{y_g}{2}\gamma$的正弦规律时，又分为以下两种情况，并得出相应的结论。

1．对于奇数节距方案

$$N_g=N\sin\frac{y_g}{2}\gamma=N\sin\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma$$
$$W_p=\sum_{g=1}^{Q_1/2p}N_g=N\sum_{g=1}^{Q_1/2p}\sin\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma$$
$$=\frac{N}{\sin\frac{\gamma}{2}} \qquad (3-60)$$

$$K_{dpv}=\frac{1}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p}N_g\sin\nu\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma$$
$$=\frac{N}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p}\sin\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma\cdot\sin\nu\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma$$
$$=\frac{N}{2W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p}\left[\cos(\nu-1)\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma\right.$$
$$\left.-\cos(\nu+1)\left(g-\frac{1}{2}\right)\gamma\right] \qquad (3-61)$$

将$\nu=1$代入式(3-61)，则基波绕组系数为

$$K_{dp1}=\frac{N}{2W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p}[1-\cos(2g-1)\gamma] \tag{3-62}$$

将式(3-61)代入式(3-62)，有

$$K_{dp1}=\frac{1}{2}\sin\frac{\gamma}{2}\left[\frac{Q_1}{2p}-\sum_{g=1}^{Q_1/2p}\cos(2g-1)\gamma\right] \tag{3-63}$$

注意到式(3-63)中

$$\gamma=\frac{2\pi p}{Q_1}$$

$$\frac{Q_1}{2p}=\frac{\pi}{\gamma}$$

$$\sum_{g=1}^{Q_1/2p}\cos(2g-1)\gamma=0 \tag{3-64}$$

得到

$$K_{dp1}=\frac{\pi}{4}\frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}} \tag{3-65}$$

当定子槽数Q_1足够多时，$\gamma\approx 0$，$\dfrac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}\approx 1$，于是可得到

$$K_{dp1}\approx\frac{\pi}{4}$$

2．对于偶数节距方案

$$N_g = N\sin\frac{y_g}{2}\gamma = N\sin(g\gamma)$$

$$W_p = \sum_{g=1}^{Q_1/2p-1} N_g = N\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}\sin(g\gamma)$$

$$= \frac{N}{\operatorname{tg}\frac{\gamma}{2}} \tag{3-66}$$

$$K_{dl\nu} = \frac{1}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1} N_g\sin(\nu g\gamma)$$

$$= \frac{N}{W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}\sin(g\gamma)\cdot\sin(\nu g\gamma)$$

$$= \frac{N}{2W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}[\cos(\nu-1)g\gamma - \cos(\nu+1)g\gamma] \tag{3-67}$$

将 $\nu=1$ 代入式(3-67)，得到基波绕组系数为：

$$K_{dp_1} = \frac{N}{2W_p}\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}[1-\cos(2g\gamma)]$$

$$= \frac{1}{2}\operatorname{tg}\frac{\gamma}{2}\left[\left(\frac{Q_1}{2p}-1\right) - \sum_{g=1}^{Q_1/2p-1}\cos(2g\gamma)\right]$$

$$= \frac{\pi}{4}\frac{\operatorname{tg}\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}} \tag{3-68}$$

式(3-68) 的简化中利用了关系式

$$\sum_{g=1}^{Q_1/2p-1} \cos(2g\gamma) = -1$$

当定子槽数 Q_1 足够多时，则

$$\gamma \approx 0, \quad \frac{\operatorname{tg}\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}} \approx 1$$

得到基波绕组系数为

$$K_{dp_1} \approx \frac{\pi}{4} \tag{3-69}$$

如果 N_g 的分布不完全符合正弦规律，即槽内导体数的实际值 N_g 与理论计算值 $N\sin\left(\frac{1}{2}y_g\gamma\right)$ 之间有差值 ΔN_g 时，应该按实际值代入式(3-55、)(3-56)、(3-58)、(3-59)计算 W_p 和 K_{dp_ν}。

由于一相正弦绕组的脉振磁势是空间正弦波，则多相正弦绕组的合成旋转磁势必定为正弦分布波，而谐波磁势是极其微弱的。

两相正弦绕组的线圈在定子槽内的嵌放情况，视具体要求而异。对于精度要求很高的控制电机，两相绕组的布置应该对称，以使两相的阻抗参数对称，这就要求两相绕组的线圈边必须机会均等地嵌入槽的上层和下层。而对一般的微型驱动电动机，精度要求较低，为了便于嵌线与检修电机时方便，通常工作绕组均放入槽内下层，辅助绕组都放入槽内上层。

§3-5 正弦绕组的绕组系数计算

绕组系数是关系到电机性能的一个重要参数，在计算绕组磁势及电势时要经常用到它。为了计算正弦绕组的绕组系数，应该注意下面三个问题：

第一，正弦绕组都是采用同心式绕组的型式，同心式绕组中每个线圈的跨距各不相同，因此这些线圈的短距系数也各不相等。但是所有线圈的中心线都是重合在一起的，这样使每个线圈的感应电势相位相同，所以同心式绕组的分布系数等于1。这就说明，计算正弦绕组的绕组系数，就是计算它的短距系数。

第二，根据电机原理中距短系数的定义知道，线圈的短距系数 K_p 等于线圈短距角 β 之半角的余弦值，即

$$K_p = \cos\frac{\beta}{2} \tag{3-70}$$

第三，根据电工原理的概念，在磁势相同的条件下，线圈包围的面积大，产生的磁通就多；线圈包围的面积小，产生的磁通便小。在同心式结构的正弦绕组中，节距为1、3（对奇数节距方案）或节距为2、4（对偶数节距方案）的小线圈，包围的面积小，产生的磁通少，为了节省铜线，往往去掉不用，这时，导体沿定子铁心内圆不是按正弦规律连续分布的，基波绕组系数 K_{dp_1} 不再等于§3-4节中导出的理论值 $\frac{\pi}{4}$。

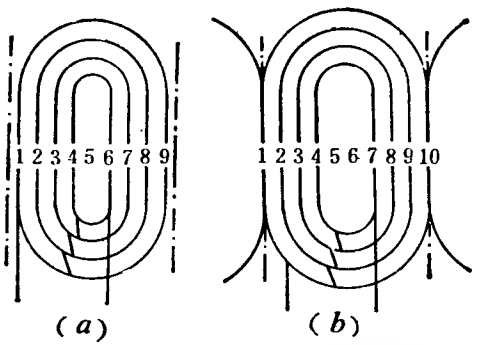


图 3-7　偶、奇数节距的正弦绕组

(a)偶数节距　　(b)奇数节距

根据以上概念，下面以图3-7(a)、(b)所示的偶、奇数节距的正弦绕组为例，说明绕组系数的具体计算方法。设 γ 为以电角度表示的槽距角。

一、偶数节距方案

如图3-7(a)所示的偶数节距正弦绕组，每极下共有四个同心式的线圈，匝数分别为：W_{1-9}、W_{2-8}、W_{3-7}、W_{4-6}。每极下的串联总匝数为 $W=W_{1-9}+W_{2-8}+W_{3-7}+W_{4-6}$。因为每极下槽内的导体数是按余弦规律分配的，已知槽 1、2、3、4 的余弦值分别是 $\cos\frac{1}{2}\gamma$、$\cos\frac{3}{2}\gamma$、$\cos\frac{5}{2}\gamma$、$\cos\frac{7}{2}\gamma$，各槽的余弦值之和为

$$M=\cos\frac{1}{2}\gamma+\cos\frac{3}{2}\gamma+\cos\frac{5}{2}\gamma+\cos\frac{7}{2}\gamma$$

$$= \sum_{K} \cos \frac{K}{2}\gamma \tag{3-71}$$

式中，$K=1、3、5、\cdots、(n-2)$，n是每极槽数，这里$n=9$。由于槽1、2、3、4中的导体数分别是线圈W_{1-9}、W_{2-8}、W_{3-7}、W_{4-6}的匝数，因此，各线圈的匝数与总匝数的比值为

$$\frac{W_{1-9}}{W} = \frac{1}{M}\cos\frac{1}{2}\gamma$$

$$\frac{W_{2-8}}{W} = \frac{1}{M}\cos\frac{3}{2}\gamma$$

$$\frac{W_{3-7}}{W} = \frac{1}{M}\cos\frac{5}{2}\gamma$$

$$\frac{W_{4-6}}{W} = \frac{1}{M}\cos\frac{7}{2}\gamma$$

各线圈的实际匝数为

$$W_{1-9} = \frac{W}{M}\cos\frac{1}{2}\gamma$$

$$W_{2-8} = \frac{W}{M}\cos\frac{3}{2}\gamma$$

$$W_{3-7} = \frac{W}{M}\cos\frac{5}{2}\gamma$$

$$W_{4-6} = \frac{W}{M}\cos\frac{7}{2}\gamma$$

根据线圈短距系数的定义，余弦值$\cos\frac{1}{2}\gamma$、$\cos\frac{3}{2}\gamma$、

$\cos\frac{5}{2}\gamma$、$\cos\frac{7}{2}\gamma$，刚好分别是上述四个线圈的短距系数，因而这四个线圈的有效匝数为

$$W'_{1-9}=W_{1-9}\cdot\cos\frac{1}{2}\gamma=\frac{W}{M}\cos^2\frac{1}{2}\gamma$$

$$W'_{2-8}=W_{2-8}\cdot\cos\frac{3}{2}\gamma=\frac{W}{M}\cos^2\frac{3}{2}\gamma$$

$$W'_{3-7}=W_{3-7}\cdot\cos\frac{5}{2}\gamma=\frac{W}{M}\cos^2\frac{5}{2}\gamma$$

$$W'_{4-6}=W_{4-6}\cdot\cos\frac{7}{2}\gamma=\frac{W}{M}\cos^2\frac{7}{2}\gamma$$

于是，每极线圈有效匝数的总和为

$$W'=W'_{1-9}+W'_{2-8}+W'_{3-7}+W'_{4-6}$$

$$=\frac{W}{M}\sum_{K=1\ 3\cdots(n-2)}\cos^2\frac{K}{2}\gamma \tag{3-72}$$

有效匝数与实际匝数之比就是正弦绕组的绕组系数，即

$$K_{dp1}=\frac{W'}{W}=\frac{1}{M}\sum_{K=1\ 3\cdots(n-2)}\cos^2\frac{K}{2}\gamma$$

$$=\frac{\cos^2\frac{1}{2}\gamma+\cos^2\frac{3}{2}\gamma+\cdots+\cos^2\frac{n-2}{2}\gamma}{\cos\frac{1}{2}\gamma+\cos\frac{3}{2}\gamma+\cdots+\cos\frac{n-2}{2}\gamma} \tag{3-73}$$

以上导出的是正弦绕组偶数节距方案时基波绕组系数的计算式。根据同样的道理，第ν次谐波的绕组系数应为

$$K_{dp\nu}=\frac{\cos^2\frac{1}{2}\nu\gamma+\cos^2\frac{3}{2}\nu\gamma+\cos^2\frac{5}{2}\nu\gamma+\cdots+\cos^2\frac{n-2}{2}\nu\gamma}{\cos\frac{1}{2}\nu\gamma+\cos\frac{3}{2}\nu\gamma+\cos\frac{5}{2}\nu\gamma+\cdots+\cos\frac{n-2}{2}\nu\gamma}$$

(3-74)

二、奇数节距方案

绕组系数的计算方法与步骤，和上述偶数节距时相同。唯一的区别是节距为整距的那一个线圈的余弦值应取计算值的一半，因为另一半的匝数应计入相邻的另一个极面之下。这样，奇数节距时正弦绕组的基波绕组系数为

$$K_{dp1}=\frac{\frac{1}{2}\cos^20^\circ+\cos^2\gamma+\cos^22\gamma+\cos^23\gamma+\cdots+\cos^2\frac{n-1}{2}\gamma}{\frac{1}{2}\cos0^\circ+\cos\gamma+\cos2\gamma+\cos3\gamma+\cdots+\cos\frac{n-1}{2}\gamma}$$

$$=\frac{0.5+\cos^2\gamma+\cos^22\gamma+\cos^23\gamma+\cdots+\cos^2\frac{n-1}{2}\gamma}{0.5+\cos\gamma+\cos2\gamma+\cos3\gamma+\cdots+\cos\frac{n-1}{2}\gamma}$$

(3-75)

第 ν 次谐波的绕组系数为

$$K_{dp\nu}=\frac{0.5+\cos^2\nu\gamma+\cos^22\nu\gamma+\cos^23\nu\gamma+\cdots+\cos^2\frac{n-1}{2}\nu\gamma}{0.5+\cos\nu\gamma+\cos2\nu\gamma+\cos3\nu\gamma+\cdots+\cos\frac{n-1}{2}\nu\gamma}$$

(3-76)

三、计算实例

一台单相异步电动机，每极下有9个槽，槽距角为 $\gamma=\frac{180^\circ}{9}=20^\circ$ 电角度。见图 3-7(a)、(b)。偶数节距方案时，为了节省铜线，节距等于2个槽的最小线圈不用。设每极下串联线圈的实际总匝数为W，计算列表如下：

元件	元件短距角 β	元件余弦值和短距系数 $\cos\frac{1}{2}\beta$	元件实际匝数 W'	元件有效匝数 $W'\cos\frac{1}{2}\beta$	正弦绕组的绕组系数 K_{dp1}
1-9	20°	0.9848	$0.346W$	$0.340W$	$K_{dp1}=\frac{0.7924W}{W}=0.7924$
2-8	3×20°	0.8660	$0.306W$	$0.265W$	
3-7	5×20°	0.6428	$0.227W$	$0.146W$	
4-6	7×20°	0.3420	$0.121W$	$0.0414W$	
总和		2.8356	W	$0.7924W$	

奇数节距方案时，为节省铜线，节距等于1、3槽的两个小线圈不用。假设每极下实际串联线圈的总匝数为W，计算列表如下：

元件	元件短距角 β	元件余弦值或短距系数 $\cos\frac{1}{2}\beta$	元件实际匝数 W'	元件有效匝数 $W'\cos\frac{1}{2}\beta$	正弦绕组的绕组系数 K_{dp1}
1—10	0°	1	$0.185W$	$0.185W$	$K_{dp1}=\frac{0.821W}{W}=0.821$
2—9	20°	0.9397	$0.347W$	$0.326W$	
3—8	2×20°	0.7660	$0.283W$	$0.217W$	
4—7	3×20°	0.5	$0.185W$	$0.093W$	
总和		2.706	W	$0.821W$	

小　　结

定子绕组磁势是研究单相异步电动机的基础，掌握了定子绕组磁势的性质与计算方法，才能进一步分析异步电动机的运行原理及工作性能。

因为电机的绕组是由许多单元线圈组成的，所以了解一个线圈的磁势是掌握整个绕组磁势的基础。每个线圈产生的磁势分布波是空间矩形波，位置是固定的。利用谐波分析法可将矩形波磁势分解成基波和一系列高次谐波磁势。

把一相绕组的线圈磁势相加，就得每相绕组的合成磁势。由于相邻线圈产生的基波磁势在空间相隔 γ 电角度，而 ν 次谐波磁势相隔 $\nu\gamma$ 电角度，所以采用短距和分布绕组后，可以使谐波磁势大大削弱，虽然基波磁势也有一些减小，但使基波磁势的波形更接近于空间正弦波，这对电动机性能是有利的。

单相绕组产生的是脉振磁势。对称两相绕组通过对称两相电流产生的合成磁势为圆形旋转磁势。基波圆形旋转磁势的幅值等于单相基波脉振磁势的最大幅值，同步转速 $n_1=\frac{60f}{p}$ 转/分，基波旋转磁势的转向总是从带有超前电流的相转向带有滞后电流的相。不对称两相运行时，基波合成磁势为一个椭圆形旋转磁势，它可分解为一个正向圆形旋转磁势及一个反向圆形旋转磁势来研究。

单相异步电动机在两相对称运行情况下，其全部谐波磁势包括 $(4K+1)$ 次，K 为零及正、负整数。在两相不对称运行条件下，全部谐波磁势包括 $\pm(4K+1)$ 次，其谐波成分较对称运行时多一倍，每一次谐波磁势均有正转及反转两个分量，谐波情况非常严重，对单相异步电动机的性能有很大影响。削弱谐波磁势的有力措施是采用正弦绕组，但是正弦绕组也不能完全消除谐波磁势，为要进一步消除谐波磁势对起动与运行性能的影响，转子必须采用斜槽。

绕组系数是反映电机绕组性能的一个重要参数。双层绕组的分布系数与距短系数都小于1；单层绕组的分布系数小于1而短距系数恒等于1；正弦绕组都是采用同心式结构，计算正弦绕组的绕组系数就是计算同心式绕组的绕组系数。计算同心式绕组的绕组系数有两种不同的处理方法：①认为同心式绕组的分布系数等于1，计算同心式绕组的绕组系数就是计算它的短距系数；②认为同心式绕组的短距系数等于1，计算同心式绕组的绕组系数就是计算它的分布系数。因为前一种处理方法比较方便，本章重点作了介绍。

第四章

单相电容运转异步电动机

§4-1 概　　述

为了使单相异步电动机自行起动并运行，定子上必须安放两套绕组，即工作绕组和辅助绕组。通常这两个绕组是不对称的，两个绕组上施加的电压和通入的电流也是不对称的，所以单相异步电动机实质上是一种不对称的两相交流电动机，其不对称情况分为：①两相绕组的轴线在空间相隔90°电角度，但两者的有效匝数不相等；两相绕组中通过的电流大小不相等，时间相位差也不等于90°电角度。单相电阻分相、电容起动、电容运转、电容起动和运转的异步电动机，在起动或运行时，几乎都属于这种不对称状态。②两相绕组的轴线在空间的夹角小于90°电角度，二者的有效匝数不相等；两相绕组的电压或通入的电流均不对称。单相罩极式异步电动机属于这种不对称运行情况。

经过第三章的研究知道，任意两相绕组不对称的电机，通入两相不对称的电流运行时，电机气隙中两相合成的磁场是一个椭圆形旋转磁场。

一般说来，对于电机不对称运行的分析方法主要有以下三种：

1．双反应理论（直轴、交轴磁场法）

这种方法是把电机的磁势分解为沿某两个互相垂直的轴线上的分量来进行分析。

2．双旋转磁场理论（正、反转磁场法）

这种方法是把电机两相的合成椭圆形旋转磁场分解成两个正、反转的圆形旋转磁场分量来进行分析。

3．对称分量法

这种方法是把电机两相的不对称磁势分解为两组对称的磁势分量来进行分析。

以上三种方法的分析途径虽然不同，所得的结果应该是一样的。

对于上述的第一类不对称情况（即两相不对称绕组的轴线在空间夹角等于90°时），用对称分量法分析较为简明方便。对于第二类不对称情况（即两相绕组的轴线在空间夹角小于90°时），用双旋转磁场理论进行分析较为方便。本章将对第一类不对称运行的单相异步电动机进行系统的理论分析。第二类不对称条件的分析将在罩极式电动机一章中讨论。

§4-2 理论分析

电阻分相、电容起动、电容运转、电容起动和运转的单相异步电动机，其共同点是两相电流（或电压）不对称，两

相绕组不对称，但两相绕组的轴线空间夹角都是90°电角度，它们都可以用磁势对称分量法予以研究。为了方便，本章以电容运转的单相异步电动机为例进行讨论，所得结果具有普遍意义。即，如果令 $x_c=0, R_c=R$，就成为电阻分相单相电动机的起动情况；如果 $x_c\neq 0, R_c\neq 0$，就分别成为电容起动、电容运转、电容起动和运转的单相异步电动机情况了。

一、磁势对称分量

电容电动机的副绕组 A 与电容器 C 串联之后，接到单相交流电源，主绕组 M 直接接到单相电源，如图 4-1 所示。所以副绕组中的电流 $\dot{I}_A$ 较主绕组中的电流 $\dot{I}_M$ 领前某一个相位角 φ，即有

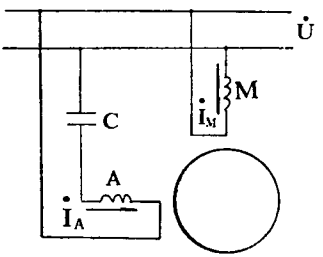


图 4-1　单相电容电动机原理图

$$\left.\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2}I_A\sin\omega t \\ i_M &= \sqrt{2}I_M\sin(\omega t-\varphi) \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}1)$$

当电流 $\dot{I}_A$ 流过副绕组时，便产生磁势 $\bar{F}_A$，当电流 $\dot{I}_M$ 流过主绕组时．便产生磁势 $\bar{F}_M$。磁势 $\bar{F}_A$ 与 $\bar{F}_M$ 是一组不对称系统，利用对称分量法，可以将它们分解成为两组磁势对称分量：正序磁势分量为 $\bar{F}_{A+}$ 和 $\bar{F}_{M+}$，负序磁势分量为 $\bar{F}_{A-}$ 和 $\bar{F}_{M-}$，如图 4-2 所示。

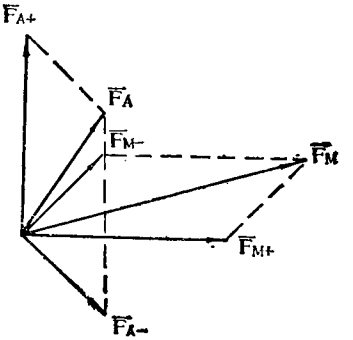


图 4-2　磁势对称分量

对两相不对称磁势进行分解的原则是

$$\left.\begin{aligned}\bar{F}_A &= \bar{F}_{A+} + \bar{F}_{A-}\\ \bar{F}_M &= \bar{F}_{M+} + \bar{F}_{M-}\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}2)$$

因为$\bar{F}_{A+}$和$\bar{F}_{M+}$为磁势正序分量，$\bar{F}_{A-}$和$\bar{F}_{M-}$为磁势负序分量，所以有

$$\left.\begin{aligned}\bar{F}_{A+} &= j\bar{F}_{M+}\\ \bar{F}_{A-} &= -j\bar{F}_{M-}\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}3)$$

当已知磁势$\bar{F}_A$和$\bar{F}_M$时，利用公式(4-2)和(4-3)的关系，可得到正、负序的各磁势分量为

$$\left.\begin{aligned}\bar{F}_{A+} &= \frac{1}{2}(j\bar{F}_M + \bar{F}_A)\\ \bar{F}_{A-} &= \frac{1}{2}(-j\bar{F}_M + \bar{F}_A)\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}4)$$

$$\left.\begin{aligned}\bar{F}_{M+}&=\frac{1}{2}(\bar{F}_M-j\bar{F}_A)\\ \bar{F}_{M-}&=\frac{1}{2}(\bar{F}_M+j\bar{F}_A)\end{aligned}\right\}$$

磁势对称分量法的物理意义为：由主绕组磁势$\bar{F}_M$和副绕组磁势$\bar{F}_A$组成的不对称两相系统所形成的椭圆形旋转磁势，可以等效为一对正序磁势$\bar{F}_{M+}$、$\bar{F}_{A+}$与一对负序磁势$\bar{F}_{M-}$、$\bar{F}_{A-}$，并且正序磁势形成的正转圆形旋转磁势与负序旋转磁势形成的反转圆形旋转磁势相叠加，刚好就是原来的椭圆形旋转磁势。

如果把主绕组M折算到副绕组A，则两者就具有相同的有效匝数W_AK_{dpA}（即均为副绕组的有效匝数），这样折算后，每相绕组的磁势就可以用电流的形式来表示。于是副绕组每极基波磁势幅值为

$$\bar{F}_A=0.9\frac{W_AK_{dpA}}{p}\dot{I}_A \tag{4-5}$$

主绕组每极基波磁势幅值为

$$\begin{aligned}\bar{F}_M&=0.9\frac{W_MK_{dpM}}{p}\dot{I}_M\\ &=0.9\frac{W_MK_{dpM}}{p}\dot{I}_M\cdot\frac{W_AK_{dpA}}{W_AK_{dpA}}\\ &=0.9\frac{W_AK_{dpA}}{p}\cdot\frac{\dot{I}_M}{a}\\ &=0.9\frac{W_AK_{dpA}}{p}\cdot\dot{I}'_M\end{aligned} \tag{4-6}$$

式中 p——极对数；

a——副、主绕组的有效匝数比；

$\dot{I}'_M$——主绕组的电流折算值，$\dot{I}'_M=\frac{1}{a}\dot{I}_M$。

将式(4-5)、(4-6)代入式(4-4)，得到

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_{A+}&=\frac{1}{2}(j\dot{I}'_M+\dot{I}_A)\\
\dot{I}_{A-}&=\frac{1}{2}(-j\dot{I}'_M+\dot{I}_A)\\
\dot{I}'_{M+}&=\frac{1}{2}(-j\dot{I}_A+\dot{I}'_M)=-j\dot{I}_{A+}\\
\dot{I}'_{M-}&=\frac{1}{2}(j\dot{I}_A+\dot{I}'_M)=j\dot{I}_{A-}\\
\dot{I}_{M+}&=\frac{1}{2}(\dot{I}_M-ja\dot{I}_A)\\
\dot{I}_{M-}&=\frac{1}{2}(\dot{I}_M+ja\dot{I}_A)
\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}7)$$

式(4-7) 中电流的正序分量显然应符合如下的关系

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}'_{M+}W_AK_{dpA}&=-j\dot{I}_{A+}W_AK_{dpA}\\
\frac{\dot{I}_{M+}}{a}W_AK_{dpA}&=-j\dot{I}_{A+}W_AK_{dpA}\\
\dot{I}_{M+}W_MK_{dpM}&=-j\dot{I}_{A+}W_AK_{dpA}
\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}8)$$

式(4-7) 中电流的负序分量应符合如下的关系

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}'_{M-}W_AK_{dpA}&=j\dot{I}_{A-}W_AK_{dpA}\\ \frac{\dot{I}_{M-}}{a}W_AK_{dpA}&=j\dot{I}_{A-}W_AK_{dpA}\\ \dot{I}_{M-}W_MK_{dpM}&=j\dot{I}_{A-}W_AK_{dpA}\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}9)$$

公式(4-8)中"$-j$"的物理意义是这样的，一方面表示电流 $\dot{I}_{M+}$ 在时间上滞后于电流 $\dot{I}_{A+}90°$ 电角度；另一方面表明 M 相的正序磁势 $\overline{F}_{M+}$ 在空间上领前于 A 相正序磁势 $\overline{F}_{A+}90°$ 电角度。假如把 x 的坐标原点选在副绕组 A 的轴线处，则上述物理意义的数学表达式为

$$\left.\begin{aligned}f_{A+}&=F_{A+}\cos\omega t\cos\frac{\pi}{\tau}x\\ f_{M+}&=F_{M+}\cos(\omega t-90°)\cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right)\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}10)$$

由于 $F_{A+}=F_{M+}=F_+$，利用三角学中的积化和差公式

$$\cos\alpha\cos\beta=\frac{1}{2}\cos(\alpha-\beta)+\frac{1}{2}\cos(\alpha+\beta)$$

将 f_{A+}、f_{M+} 进行分解，则有

$$\left.\begin{aligned}f_{A+}&=\frac{1}{2}F_{A+}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)+\frac{1}{2}F_{A+}\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x\right)\\ f_{M+}&=\frac{1}{2}F_{M+}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)+\frac{1}{2}F_{M+}\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x-180°\right)\end{aligned}\right\}$$

(4-11)

把 f_{A+} 和 f_{M+} 相加，得正序基波合成磁势为

$$f_+=F_+\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)\qquad(4\text{-}12)$$

说明两相的正序磁势分量合成为正转圆形旋转磁势。

同理，公式(4-9)中“+j”的物理意义是：电流$\dot{I}_{M-}$在时间上领前于电流$\dot{I}_{A-}$90°电角度，M相绕组的负序磁势分量$\overline{F}_{M-}$在空间上落后于A相负序磁势分量$\overline{F}_{A-}$90°电角度。相应的数学式为

$$\left.\begin{aligned} f_{A-} &= F_{A-}\cos\omega t\cos\frac{\pi}{\tau}x \\ &= \frac{1}{2}F_{A-}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)+\frac{1}{2}F_{A-}\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x\right) \\ f_{M-} &= F_{M-}\cos(\omega t+90°)\ \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x-90°\right) \\ &= \frac{1}{2}F_{M-}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x+180°\right)+\frac{1}{2}F_{M-}\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x\right) \end{aligned}\right\} \tag{4-13}$$

因为$F_{A-}=F_{M-}=F_-$，将f_{A-}、f_{M-}相加，得到负序基波合成磁势为

$$f_- = F_-\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{\tau}x\right) \tag{4-14}$$

式(4-14)说明两相负序磁势分量合成为反转圆形旋转磁势。

二、等值电路

将对称分量法施以两相不对称磁势（只考虑了基波）时，分解出了两相对称的正序磁势分量和负序磁势分量。由正序磁势分量决定了正序电流分量之间的关系为

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{M+}W_MK_{dpM} &= -j\dot{I}_{A+}W_AK_{dpA} \\ \frac{I_{M+}}{a} &= I_{A+} \end{aligned}\right\} \tag{4-15}$$

由负序磁势分量决定了负序电流分量之间的关系为

$$\left.\begin{aligned}&\dot{I}_{M-}W_MK_{dpM}=j\dot{I}_{A-}W_AK_{dpA}\\&\frac{I_{M-}}{a}=I_{A-}\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}16)$$

式(4-15)、(4-16)说明，正序电流分量 $I_{M+}\fallingdotseq I_{A+}$，负序电流分量 $I_{M-}\fallingdotseq I_{A-}$，即正、负序磁势分量是对称的，而正、负序电流分量都是不对称的。这正是由于对两相不对称磁势施以对称分量法的结果。因为两相绕组不对称，即使通入两相对称电流仍不能得到两相对称磁势，这也正是不能对两相电流施以对称分量法的原因。

由电路分析知道，每一相序的电流只在它相应相序的阻抗中产生压降。也就是说，正序电流只在正序阻抗中产生电压降；负序电流只在负序阻抗中产生电压降。

根据电压平衡关系及电流平衡关系，在副绕组 A 中

$$\left.\begin{aligned}&\dot{U}_{A+}=\dot{I}_{A+}Z_{A+}\\&\dot{U}_{A-}=\dot{I}_{A-}Z_{A-}\\&\dot{U}_A=\dot{U}_{A+}+\dot{U}_{A-}\\&\dot{I}_A=\dot{I}_{A+}+\dot{I}_{A-}\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}17)$$

同样，在主绕组 M 中

$$\left.\begin{aligned}&\dot{U}_{M+}=\dot{I}_{M+}Z_{M+}\\&\dot{U}_{M-}=\dot{I}_{M-}Z_{M-}\\&\dot{U}_M=\dot{U}_{M+}+\dot{U}_{M-}\\&\dot{I}_M=\dot{I}_{M+}+\dot{I}_{M-}\end{aligned}\right\}\qquad(4\text{-}18)$$

必须强调指出，由于是对磁势分解为对称分量的，又因为主绕组 M 和副绕组 A 的有效匝数不相等，因此两相绕组

的正序阻抗、负序阻抗都是不相等的，即 $Z_{A+} \neq Z_{M+}$，$Z_{A-} \neq Z_{M-}$。又知 $I_{A+} \neq I_{M+}$，$I_{A-} \neq I_{M-}$，所以 $U_{A+} \neq U_{M+}$，$U_{A-} \neq U_{M-}$。

由式(4-15)～(4-18)可以看出，如果已知单相电容电动机主绕组和副绕组的正序阻抗及负序阻抗 Z_{M+}、Z_{M-}、Z_{A+}、Z_{A-} 以及它们的电压 $\dot{U}_M$ 和 $\dot{U}_A$，就可以求出电流的正、负序分量，从而能够进一步分析计算电动机的运行性能。

根据电机原理中三相对称异步电动机的理论，注意到正序旋转磁场对转子起电动机作用，产生正转矩，转差率为 S，负序旋转磁场对转子起制动作用，产生负转矩，转差率为 $(2-S)$，于是主绕组 M 和副绕组 A 各回路的正序阻抗、负序阻抗的等值电路如图 4-3 所示。为了简化分析，图 4-3 中忽略了电机的铁心损耗，所以激磁支路中只有激磁电抗 x_m，没有反映铁损耗的等效电阻 r_m。

图 4-3 的等值电路示出了 A 相及 M 相绕组正、负序阻抗 Z_{A+}、Z_{A-}、Z_{M+}、Z_{M-} 的物理意义。图中各符号的意义如下：

r_{A1}——副绕组 A 的电阻；

x_{A1}——副绕组 A 的漏电抗；

r'_{A2}——折合到副绕组 A 的转子电阻；

x'_{A2}——折合到副绕组 A 的转子漏电抗；

x_{mA}——副绕组 A 的激磁电抗；

r_{M1}——主绕组 M 的电阻；

x_{M1}——主绕组 M 的漏电抗；

r'_{M2}——折合到主绕组 M 的转子电阻；

x'_{m2}——折合到主绕组 M 的转子漏电抗；

x_{mM}——主绕组 M 的激磁电抗。

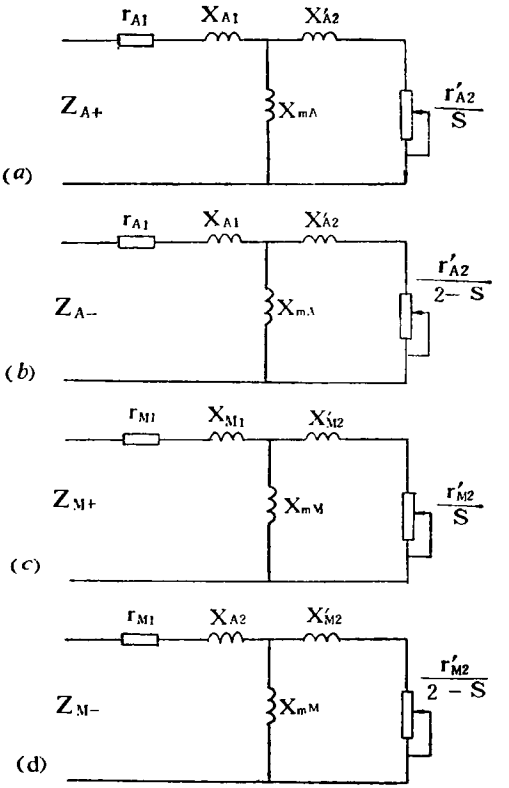


图 4-3　主、副相的正、负序等值电路

(*a*)副相正序等值电路　　(*b*)副相负序等值电路

(*c*)主相正序等值电路　　(*d*)主相负序等值电路

§3-4 性能计算

一、参数计算

根据图 4-3 的等值电路，可以得到主、副绕组的正、负序阻抗。

1. 主绕组M的正序阻抗

$$Z_{M+}=R_{M+}+jX_{M+}$$

$$=r_{M1}+jx^{M1}+\frac{jx_{mM}\left(jx'_{M2}+\dfrac{r'_{M2}}{S}\right)}{\dfrac{r'_{M2}}{S}+jx'_{M2}+jx_{mM}} \tag{4-19}$$

令：

$$Z_f=\frac{1}{2}\cdot\frac{jx_{mM}\left(jx'_{M2}+\dfrac{r'_{M2}}{S}\right)}{\dfrac{r'_{M2}}{S}+j(x'_{M2}+x_{mM})}$$

$$=\frac{1}{2}\cdot\frac{\left(jx_{mM}\dfrac{r'_{M2}}{S}-x_{mM}x'_{M2}\right)\left[\dfrac{r'_{M2}}{S}-j(x_{mM}+x'_{M2})\right]}{\left(\dfrac{r'_{M2}}{S}\right)^2+(x'_{M2}+x_{mM})^2} \tag{4-20}$$

令：
$$x_\alpha=x_{mM}+x'_{M2} \tag{4-21}$$

则

$$x_{mM}x_{\alpha}\frac{r'_{M2}}{S}-x_{mM}x'_{M2}\frac{r'_{M2}}{S}+j$$

$$Z_f=\frac{1}{2}\cdot\frac{\left[x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2+x_{mM}x'_{M2}x_{\alpha}\right]}{\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2+x_{\alpha}^2}$$

$$=R_f+jX_f \tag{4-22}$$

式中

$$R_f=\frac{1}{2}\cdot\frac{x_{mM}\frac{r'_{M2}}{S}(x_{\alpha}-x'_{M2})}{\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2+x_{\alpha}^2}$$

$$=\frac{1}{2}\cdot\frac{\frac{x_{mM}r'_{M2}}{Sx_{\alpha}}\left(1-\frac{x'_{M2}}{x_{\alpha}}\right)}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{Sx_{\alpha}}\right)^2} \tag{4-23}$$

令：

$$K_{\alpha}=\frac{x_{mM}}{x_{\alpha}} \tag{4-24}$$

则

$$1-\frac{x'_{M2}}{x_{\alpha}}=\frac{x_{mM}}{x_{\alpha}}=K_{\alpha} \tag{4-25}$$

又得到

$$R_f=\frac{1}{2}\cdot\frac{K_{\alpha}^2\frac{r'_{M2}}{S}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{Sx_{\alpha}}\right)^2} \tag{4-26}$$

若令：

$$M_1 = \frac{1}{2}K_\alpha^2 r'_{M2} \tag{4-27}$$

$$M_2 = \frac{r'_{M2}}{x_\alpha} \tag{4-28}$$

则得到

$$R_f = \frac{M_1/S}{1+(M_2/S)^2}\text{(欧姆)} \tag{4-29}$$

同样，式(4-22)中的 X_f 为

$$X_f = \frac{1}{2}\cdot\frac{x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2 + x_{mM}x_\alpha x'_{M2}}{\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2 + x_\alpha^2}$$

$$= \frac{1}{2}\cdot\frac{\frac{x_{mM}}{x_\alpha}\left(\frac{r'_{M2}}{Sx_\alpha}\right)^2 x_\alpha + \frac{x_{mM}}{x_\alpha}x'_{M2}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{Sx_\alpha}\right)^2}$$

$$= \frac{1}{2}\cdot\frac{K_\alpha\left(\frac{M_2}{S}\right)^2 x_\alpha + K_\alpha x'_{M2}}{1+\left(\frac{M_2}{S}\right)^2} \tag{4-30}$$

令：

$$M_3 = \frac{1}{2}K_\alpha x_\alpha \tag{4-31}$$

$$M_4 = \frac{1}{2}K_\alpha x'_{M2} \tag{4-32}$$

则得出

$$X_f = \frac{M_3\left(\frac{M_2}{S}\right)^2 + M_4}{1+\left(\frac{M_2}{S}\right)^2} \quad (\text{欧姆}) \tag{4-33}$$

将式(4-29)、(4-33)代入式(4-19)，结果有：

主绕组 M 的正序电阻为

$$R_{M+} = r_{M_1} + 2R_f \tag{4-34}$$

主绕组 M 的正序电抗为

$$X_{M+} = x_{M_1} + 2X_f \tag{4-35}$$

2. 主绕组 M 的负序阻抗

$$Z_{M-} = R_{M-} + jX_{M-}$$

$$= r_{M_1} + jx_{M_1} + \frac{jx_{mM}\left(jx'_{M_2} + \frac{r'_{M_2}}{2-S}\right)}{\frac{r'_{M_2}}{2-S} + jx'_{M_2} + jx_{mM}} \tag{4-36}$$

令：

$$Z_b = \frac{1}{2}\,\frac{jx_{mM}\left(jx'_{M_2} + \frac{r'_{M_2}}{2-S}\right)}{\frac{r'_{M_2}}{2-S} + j(x'_{M_2} + x_{mM})}$$

$$= R_b + jX_b \tag{4-37}$$

按照推导 R_f、X_f 的同样方法，可以得到与式(4-29)、(4-33)相应的结果，即有

$$R_b = \frac{\frac{M_1}{2-S}}{1+\left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2} \quad (\text{欧姆}) \tag{4-38}$$

$$X_b = \frac{M_3\left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2 + M_4}{1+\left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2} \text{（欧姆）} \qquad (4\text{-}39)$$

将式(4-38)、(4-39)代入式(4-36)，结果有：

主绕组 M 的负序电阻为

$$R_{M-} = r_{M1} + 2R_b \qquad (4\text{-}40)$$

主绕组 M 的负序电抗为

$$X_{M-} = x_{M1} + 2X_b \qquad (4\text{-}41)$$

对于仅仅由主绕组M单独运行的单相异步电动机（如电阻分相、电容起动的单相异步电动机），一般又定义有下列参数：

主绕组 M 的等效总阻抗为

$$Z_{TM} = R_{TM} + jx_{TM} \qquad (4\text{-}42)$$

主绕组 M 的等效总电阻为

$$R_{TM} = r_{M1} + R_f + R_b \qquad (4\text{-}43)$$

主绕组 M 的等效总电抗为

$$X_{TM} = x_{M1} + X_f + X_b \qquad (4\text{-}44)$$

主绕组 M 的正序负载阻抗为

$$Z_f = R_f + jX_f \qquad (4\text{-}45)$$

主绕组 M 的负序负载阻抗为

$$Z_b = R_b + jX_b \qquad (4\text{-}46)$$

为了计算相应的副绕组 A 的各顶参数 Z_{A+}、Z_{A-}、R_{A+}、R_{A-}、X_{A+}、X_{A-}、Z_{TA}、R_{TA}、X_{TA}。根据副绕组 A 的等值电路，基于上述计算主绕组M参数的方法，应该把转子阻抗和激磁

阻抗均折算到副绕组 A 的有效匝数。因为计算主绕组 M 的参数时，已经把转子阻抗折算到主绕组的有效匝数了，又知道副绕组 A 与主绕组 M 的有效匝数比为 $a=\dfrac{W_AK_{dpA}}{W_MK_{dpM}}$，所以只要把已经得到的主绕组 M 的有关参数 R_f、X_f、R_b、X_b 乘以 a^2，就是折算到副绕组 A 的各对应参数。同时再考虑到副绕组中尚串接有移相电容器 C 的阻抗 $Z_c=r_c-jx_c$，如图 4-4所

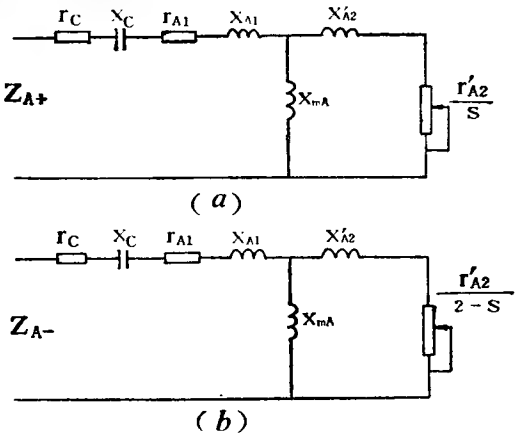


图 4-4　电容电动机副相的正、负序等值电路
(a) 正序等值电路　　(b) 负序等值电路

示，于是，副绕组 A 的各参数可直接写出如下：

副绕组 A 的等效总阻抗为

$$Z_{TA}=R_{TA}+jX_{TA} \tag{4-47}$$

副绕组 A 的等效总电阻为

$$R_{TA}=r_{A1}+r_c+a^2(R_f+R_b) \tag{4-48}$$

副绕组 A 的等效总电抗为

$$X_{TA}=x_{A1}+a^2(X_f+X_b)-x_c$$

$$= a^2(x_{M1} + X_f + X_b) - x_c$$

$$= a^2 X_{TM} - x_c \qquad (4\text{-}49)$$

副绕组 A 的正序电阻为

$$R_{A+} = r_{A1} + r_c + 2a^2 R_f \qquad (4\text{-}50)$$

副绕组 A 的正序电抗为

$$X_{A+} = a^2(x_{M1} + 2X_f) - x_c \qquad (4\text{-}51)$$

副绕组 A 的负序电阻为

$$R_{A-} = r_{A1} + r_c + 2a^2 R_b \qquad (4\text{-}52)$$

副绕组 A 的负序电抗为

$$X_{A-} = a^2(x_{M1} + 2X_b) - x_c \qquad (4\text{-}53)$$

综合(4-19)～(4-53)各式，则有：

主绕组 M 的正序阻抗为

$$Z_{M+} = R_{M+} + jx_{M+} = (r_{M1} + 2R_f) + j(x_{M1} + 2x_f)$$

$$= [R_{TM} + (R_f - R_b)] + j[X_{TM} + (X_f - X_b)] \text{(欧姆)} \qquad (4\text{-}54)$$

主绕组 M 的负序阻抗为

$$Z_{M-} = R_{M-} + jX_{M-}$$

$$= (r_{M1} + 2R_b) + j(x_{M1} + 2X_b)$$

$$= [R_{TM} - (R_f - R_b)] + j[X_{TM} - (X_f - X_b)] \quad \text{(欧姆)} \qquad (4\text{-}55)$$

副绕组 A 的正序阻抗为

$$Z_{A+} = R_{A+} + jX_{A+}$$

$$= (r_{A1} + r_c + 2a^2 R_f) + j[a^2(x_{M1} + 2X_f) - x_c]$$

$$= [R_{TA} + a^2(R_f - R_b)] + j[X_{TA} + a^2(X_f - X_b)] \quad \text{(欧姆)} \qquad (4\text{-}56)$$

副绕组 A 的负序阻抗为

$$Z_{A-}=R_{A-}+jX_{A-}$$

$$=(r_{A1}+r_c+2a^2R_b)+j[a^2(x_{M1}+2X_b)-x_c]$$

$$=[R_{TA}-a^2(R_f-R_b)]+j[X_{TA}-a^2(x_f-X_b)] \quad \text{(欧姆)} \tag{4-57}$$

因为

$$Z_{M+}-Z_{M-}=2(R_f-R_b)+j2(X_f-X_b)$$

$$ja(Z_{M+}-Z_{M-})=-2a(X_f-X_b)+j2a(R_f-R_b)$$

$$Z_{A+}+Z_{A-}=2R_{TA}+j2X_{TA}$$

所以

$$(Z_{A+}+Z_{A-})+ja(Z_{M+}-Z_{M-})$$

$$=2[R_{TA}-a(X_f-X_b)]+j2[X_{TA}+a(R_f-R_b)] \tag{4-58}$$

再导出下列关系式

$$Z_{M+}\cdot Z_{A-}=\{[R_{TM}+(R_f-R_o)]+j[X_{TM}+(X_f-X_b)]\}$$

$$\cdot\{[R_{TA}-a^2(R_f-R_b)]+j[X_{TA}-a^2(X_f-X_b)]\}$$

$$=[R_{TM}R_{TA}+R_{TA}(R_f-R_b)-a^2R_{TM}(R_f-R_b)$$

$$-a^2(R_f-R_b)^2]-[X_{TM}X_{TA}+X_{TA}(X_f-X_b)$$

$$-a^2X_{TM}(X_f-X_b)-a^2(X_f-X_b)^2]+j[R_{TM}X_{TA}$$

$$-a^2R_{TM}(X_f-X_b)+X_{TA}(R_f-R_b)-a^2(R_f-R_b)$$

$$\cdot(X_f-X_b)+X_{TM}R_{TA}+R_{TA}(X_f-X_b)-a^2X_{TM}(R_f-R_b)$$

$$-a^2(R_f-R_b)\cdot(X_f-X_b)] \tag{4-59}$$

$$Z_{M-}\cdot Z_{A+}=\{[R_{TM}-(R_+-R_b)]+j[X_{TM}-(X_f-X_b)]\}$$

$$\cdot\{[R_{TA}+a^2(R_f-R_b)]+j[X_{TA}+a^2(X_f-X_b)]\}$$

$$=[R_{TM}R_{TA}-R_{TA}(R_f-R_b)+a^2R_{TM}(R_f-R_b)$$

$$-a^2(R_f-R_b)^2]$$

$$-[X_{TM}X_{TA}-X_{TA}(X_f-X_b)+a^2X_{TM}(X_f-X_b)$$
$$-a^2(X_f-X_b)^2]+j[R_{TM}X_{TA}+a^2R_{TM}(X_f-X_b)$$
$$-X_{TA}(R_f-R_b)-a^2(R_f-R_b)(X_f-X_b)+X_{TM}R_{TA}$$
$$-R_{TA}(X_f-X_b)+a^2X_{TM}(R_f-R_b))-a^2(R_f-R_b)$$
$$(X_f-X_b)] \tag{4-60}$$

则有

$$Z_{M+}Z_{A-}+Z_{M-}Z_{A+}=2\cdot\{R_{TM}R_{TA}-X_{TM}X_{TA}-a^2[(R_f$$
$$-R_b)^2-(X_f-X_b)^2]\}+j2[R_{TM}X_{TA}+X_{TM}R_{TA}$$
$$-2a^2(R_f-R_b)(X_f-X_b)]=2(R_3+jX_3) \tag{4-61}$$

式中

$$R_3=(R_{TM}R_{TA}-X_{TM}X_{TA})-a^2[(R_f-R_b)^2$$
$$-(X_f-X_b)^2] \tag{4-62}$$
$$X_3=(R_{TM}X_{TA}+X_{TM}R_{TA})-2a^2(R_f-R_b)(X_f-X_b) \tag{4-63}$$

二、电流

根据电容运转电动机的原理接线图 4-1 及其等值电路图 4-3、图 4-4，则主、副绕组的电压方程式为

$$\dot{U}_M=\dot{U}=\dot{I}_{M+}Z_{M+}+\dot{I}_{M-}Z_{M-}=\dot{U}_{M+}+\dot{U}_{M-} \tag{4-64}$$
$$\dot{U}_A=\dot{U}=\dot{I}_{A+}Z_{A+}+\dot{I}_{A-}Z_{A-}$$
$$=j\frac{\dot{I}_{M+}}{a}Z_{A+}-j\frac{\dot{I}_{M-}}{a}Z_{A-}=\dot{U}_{A+}+\dot{U}_{A-} \tag{4-65}$$

将式(4-64)、(4-65)联立求解，有

$$\dot{I}_{M+}=\frac{Z_{A-}-jaZ_{M-}}{Z_{M+}Z_{A-}+Z_{M-}Z_{A+}}\dot{U} \tag{4-66}$$

$$\dot{I}_{M-}=-\frac{Z_{A+}+jaZ_{M+}}{Z_{M+}Z_{A-}+Z_{M-}Z_{A+}}\dot{U} \tag{4-67}$$

式中，Z_{A+}、Z_{A-} 为包括电容器阻抗 Z_c 在内的副绕组 A 的正序及负序阻抗。

主绕组 M 的电流为

$$\dot{I}_M=\dot{I}_{M+}+\dot{I}_{M-}$$

$$=\frac{(Z_{A+}+Z_{A-})+ja(Z_{M+}-Z_{M-})}{Z_{M+}Z_{A-}+Z_{M-}Z_{A+}}\dot{U} \tag{4-68}$$

副绕组 A 的电流为

$$\dot{I}_A=\dot{I}_{A+}+\dot{I}_{A-}=j\frac{\dot{I}_{M+}}{a}-j\frac{\dot{I}_{M-}}{a}$$

$$=j\frac{1}{a}(\dot{I}_{M+}-\dot{I}_{M-})$$

$$=\frac{(Z_{M+}+Z_{M-})-j\frac{1}{a}(Z_{A+}-Z_{A-})}{Z_{M+}Z_{A-}+Z_{M-}Z_{A+}}\dot{U} \tag{4-69}$$

式(4-68)及(4-69)说明，主、副绕组中电流的大小和相位，均受两个绕组参数的影响，即只要一个绕组的参数发生变化时，两个绕组中的电流大小及相位都随着发生变化。这就说明两绕组的各物理量之间有其内在的密切联系。这一特点正是由两相绕组不对称所决定的。

将式(4-58)、(4-61)、(4-62)、(4-63)代入式(4-68)，则得到

$$\dot{I}_M=\frac{[R_{TA}-a(X_f-X_b)]+j[X_{TA}+a(R_f-R_b)]}{R_3+jX_3}\dot{U}$$

$$= \left\{ \frac{R_3[R_{TA} - a(X_f - X_b)] + X_3[X_{TA} + a(R_f - R_6)]}{R_3^2 + X_3^2} \right.$$

$$\left. + j\frac{R_3[X_{TA} + a(R_f - R_b)] - X_3[R_{TA} - a(X_f - X_b)]}{R_3^2 + X_3^2} \right\} \dot{U}$$

(4-70)

令：

$$R_4 = \frac{R_3}{R_3^2 + X_3^2}\dot{U} \tag{4-71}$$

$$X_4 = \frac{X_3}{R_3^2 + X_3^2}\dot{U} = R_4\frac{X_3}{R_3} \tag{4-72}$$

则

$$\dot{I}_M = R_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)] + X_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)] + j\{R_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)] - X_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)]\} = R_5 + jX_5(\text{安}) \tag{4-73}$$

式中

$$R_5 = R_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)] + X_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)] \tag{4-74}$$

$$X_5 = R_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)] - X_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)] \tag{4-75}$$

主绕组 M中的电流为

$$I_M = \sqrt{R_5^2 + X_5^2} \quad (\text{安}) \tag{4-76}$$

主绕组M 的电流相位角为

$$\theta_M = \text{tg}^{-1}\frac{X_5}{R_5} \tag{4-77}$$

同理，对式(4-69) 而言，有下列关系

$$Z_{M+} + Z_{M-} = 2(R_{TM} + jX_{TM})$$

$$Z_{A+} - Z_{A-} = 2a^2(R_f - R_b) + j2a^2(X_f - X_b)$$

$$-j\frac{1}{a}(Z_{A+} - Z_{A-}) = 2a(X_f - X_b) - j2a(R_f - R_b)$$

$$(Z_{M+} + Z_{M-}) - j\frac{1}{a}(Z_{A+} - Z_{A-})$$

$$= 2[R_{TM} + a(X_f - X_b)] + j2[X_{TM} - a(R_f - R_b)] \tag{4-78}$$

将式(4-61)、(4-62)、(4-63)、(4-78)代入式(4-69)，得到副绕组 A的电流为

$$\dot{I}_A = \frac{[R_{TM} + a(X_f - X_b)] + j[X_{TM} - a(R_f - R_b)]}{R_3 + jX_3}\dot{U}$$

$$= R_4[R_{TM} + a(X_f - X_b)] + X_4[X_{TM} - a(R_f - R_b)]$$
$$+ j\{R_4[X_{TM} - a(R_f - R_b)] - X_4[R_{TM} + a(X_f - X_b)]\}$$
$$= R_6 + jX_6 \text{ (安)} \tag{4-79}$$

式中

$$R_6 = R_4[R_{TM} + a(X_f - X_b)] + X_4[X_{TM} - a(R_f - R_b)] \tag{4-80}$$

$$X_6 = R_4[X_{TM} - a(R_f - R_b)] - X_4[R_{TM} + a(X_f - X_b)] \tag{4-81}$$

则有

$$I_A = \sqrt{R_6^2 + X_6^2} \text{ (安)} \tag{4-82}$$

副绕组A 的电流相位角为

$$\theta_A = \text{tg}^{-1}\frac{X_6}{R_6} \tag{4-83}$$

电容运转单相异步电动机的相量图如图 4-5 所示。

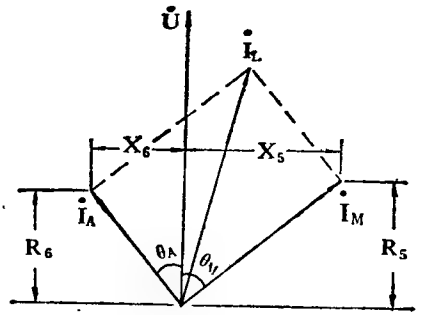


图 4-5 单相电容电动机相量图

主、副绕组电流之和为单相电容运转异步电动机的线电流 $\dot{I}_L$，它就是电源供给电动机的总电流。即

$$\dot{I}_L = \dot{I}_M + \dot{I}_A \text{(安)} \tag{4-84}$$

由图 4-5 所示的电流间的相量关系，得到

$$I_L = \sqrt{I_M^2 + I_A^2 - 2I_M I_A \cos[180° - (\theta_M - \theta_A)]}$$

$$= \sqrt{I_M^2 + I_A^2 + 2I_M I_A \cos(\theta_M - \theta_A)} \tag{4-85}$$

因为

$$2I_M I_A \cos(\theta_M - \theta_A) = 2I_M I_A (\cos\theta_M \cos\theta_A + \sin\theta_M \sin\theta_A)$$

$$I_M \cos\theta_M = R_5, \qquad I_M \sin\theta_M = X_5$$

$$I_A \cos\theta_A = R_6, \qquad I_A \sin\theta_A = X_6$$

所以

$$2I_M I_A \cos(\theta_M - \theta_A) = 2R_5 R_6 + 2X_5 X_6 \tag{4-86}$$

将式(4-86)代入式(4-85)，得

$$I_L = \sqrt{(R_5^2 + X_5^2) + (R_6^2 + X_6^2) + 2R_5R_6 + 2X_5X_6}$$

$$= \sqrt{(R_5 + R_6)^2 + (X_5 + X_6)^2} \quad (\text{安}) \qquad (4\text{-}87)$$

由图 4-5 并结合公式(4-87)，得出

$$I_L\cos\varphi = R_5 + R_6 \qquad (4\text{-}88)$$

电动机的功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{R_5 + R_6}{I_L} \qquad (4\text{-}89)$$

功率因数角为

$$\varphi = \mathrm{tg}^{-1}\frac{X_5 + X_6}{R_5 + R_6} \qquad (4\text{-}90)$$

应该注意，副绕组 A 中接入足够大的电容时，电流$\dot{I}_A$领前电压 $\dot{U}$，θ_A 为负角，所以 $\dot{I}_M$ 与$\dot{I}_A$ 间的相位差为$(\theta_M - \theta_A)$。

三、电压

主绕组 M 的端电压 $\dot{U}_M = \dot{U}$，$\dot{U}$ 为电源电压。

副绕组中电容器两端的电压为

$$\dot{U}_c = \dot{I}_A Z_c = (R_6 + jX_6)(r_c - jx_c)$$

当忽略电容器的电阻 r_c 后，则有

$$\dot{U}_c = (R_6 + jX_6)(-jx_c) = X_6x_c - jR_6x_c$$

$$U_c = \sqrt{(X_6x_c)^2 + (R_6x_c)^2} = I_Ax_c \quad (\text{伏}) \qquad (4\text{-}91)$$

也即 $\dot{U}_c = -j\dot{I}_Ax_c$，$-j$ 说明 $\dot{U}_c$ 较 $\dot{I}_A$ 滞后 90° 电角度。

副绕组 A 两端的电压为 $\dot{U}'_A$，$\dot{U}'_A$ 与 $\dot{U}_c$ 的相量和等于电源电压$\dot{U}$，故有

$$\dot{U}'_A = \dot{U} - \dot{U}_c \qquad (4\text{-}92)$$

因为 $\dot{I}_A$ 领前 $\dot{U}_c$90° 电角度，$\dot{U}'_A$ 又领前$\dot{I}_A$某一 相位角，且 $\dot{U}'_A+\dot{U}_c=\dot{U}$。这就决定了电容电压 U_c 永远大于电源电压U，见图 4-6。因为只有这样才能使 $\dot{I}_A$ 相对于电源电压 $\dot{U}$ 呈 容 性

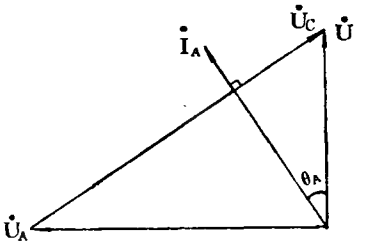


图 4-6　副绕组电压相量

电流，实现电容分相的目的，以改善单相电容运转电动机的运行性能。另外，由于操作过电压、L—C 谐振过电压现象的发生，都可能引起电容器的击穿，因此，选配电容器时，其耐压能力必须较多地大于按式(4-91)计算的 U_c 值。

四、功率

1. 输入功率

当不计铁耗时，输入功率为

$$P_1=UI_L\cos\varphi=U(R_5+R_6)\text{(瓦)} \qquad (4\text{-}93)$$

当考虑铁耗时，输入功率为

$$P_1=U(R_5+R_6)+p_{Fe1} \qquad (4\text{-}94)$$

式中 p_{Fe1} 为定子铁心损耗。

2．电磁功率

由本章第二节已知，单相电容电动机运行于两相不对称状态时，电机中为合成的椭圆形旋转磁势，用对称分量法分解出正序磁势和负序磁势，并分别产生相应的正转旋转磁场及反转旋转磁场。正转旋转磁场对电机起电动机作用，具有正值的电磁功率，反转旋转磁场对电机起电磁制动作用，具有负值的电磁功率，电机中总的电磁功率为上述二者的代数和。即

$$P_M = P_{M+} - P_{M-} \tag{4-95}$$

由式(4-20)对 Z_f 的定义，结合图 4-3 中主绕组 M 的正序阻抗等值电路，可以知道，$2R_f$ 就是主绕组 M 中正序电流 I_{M+} 通过的等效负载电阻，所以 I_{M+} 产生的正值电磁功率为

$$P_{MM+} = I_{M+}^2 \cdot 2R_f \tag{4-96}$$

同样，$2R_b$ 就是主绕组 M 中负序电流 I_{M-} 通过的等效负载电阻，且 I_{M-} 产生的负值电磁功率为

$$P_{MM-} = I_{M-}^2 \cdot 2R_b \tag{4-97}$$

为了利用主绕组 M 的正、负序等效负载电阻 $2R_f$、$2R_b$ 计算副绕组 A 的正、负序电磁功率 P_{MA+} 及 P_{MA-}，应该把副绕组 A 的正、负序等值电路中的参数 r_{A1}、x_{A1}、r'_{A2}、x'_{A2}、x_{mA} 都折算到主绕组去，即除以有效匝数比 a 的平方。得到

$$\frac{r_{A1}}{a^2} = r_{M1}, \quad \frac{x_{A1}}{a^2} = x_{M1}, \quad \frac{x_{mA}}{a^2} = x_{mM},$$

$$\frac{r'_{A2}}{a^2} = r'_{M2}, \quad \frac{x'_{A2}}{a^2} = x'_{M2}$$

副绕组 A 中的正、负序电流折算到主绕组 M 后为

$$aI_{A+} = I_{M+}, \quad aI_{A-} = I_{M-} \tag{4-98}$$

经过将 A 绕组的参数及电流向 M 绕组折算之后，显然有下列结果：

A 相正序电流产生的正值电磁功率等于 M 相正序电流产生的正值电磁功率，即

$$P_{MA+} = P_{MM+} = I_{M+}^2 \cdot 2R_f \tag{4-99}$$

A 相负序电流产生的负值电磁功率等于 M 相负序电流产生的负值电磁功率，即

$$P_{MA-} = P_{MM-} = I_{M-}^2 \cdot 2R_b \tag{4-100}$$

应该注意，式(4-96)～(4-100)中，正、负序电流 I_{M+}、I_{M-}、I_{A+}、I_{A-}，都是由(4-7)式确定的，即是由磁势对称分量导出的，决不能误认为是直接对电流取对称分量的结果。

电动机中正序磁场产生的电磁功率为

$$\begin{aligned} P_{M+} &= P_{MM+} + P_{MA+} = 2P_{MM+} = 2I_{M+}^2 \cdot 2R_f \\ &= 4R_f \left| \frac{\dot{I}_M - ja\dot{I}_A}{2} \right|^2 \\ &= R_f |\dot{I}_M - ja\dot{I}_A|^2 \end{aligned} \tag{4-101}$$

图 4-7 为电容电动机的电流相量图。由图可得

$$|\dot{I}_M - ja\dot{I}_A|^2 = I_M^2 + (aI_A)^2 + 2aI_M I_A \sin\beta \tag{4-102}$$

将式(4-102)代入式(4-101)，有

$$P_{M+} = R_f(I_M^2 + a^2 I_A^2 + 2aI_M I_A \sin\beta) \text{(同步瓦)} \tag{4-103}$$

电动机中负序磁场产生的电磁功率为

$$\begin{aligned} P_{M-} &= P_{MM-} + P_{MA-} = 2P_{MM-} = 2I_{M-}^2 \cdot 2R_b \\ &= R_b |\dot{I}_M + ja\dot{I}_A|^2 \end{aligned} \tag{4-104}$$

由图 4-7 所示的电流相量关系知道

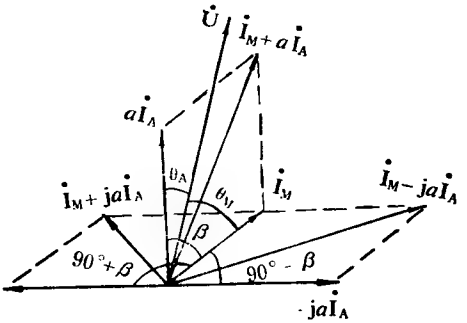


图 4-7　电容电动机的电流相量

$$|\dot{I}_M + ja\dot{I}_A|^2 = I_M^2 + a^2 I_A^2 - 2aI_M I_A \sin\beta \qquad (4\text{-}105)$$

将式(4-105)代入式(4-104)，有

$$P_{M-} = R_b(I_M^2 + a^2 I_A^2 - 2aI_M I_A \sin\beta)\ (\text{同步瓦}) \qquad (4\text{-}106)$$

电动机的合成总电磁功率为

$$P_M = P_{M+} - P_{M-}$$

$$= (I_M^2 + a^2 I_A^2)(R_f - R_b) + 2(R_f + R_b)aI_M I_A \sin\beta(\text{同步瓦}) \qquad (4\text{-}107)$$

在图 4-7 中，$\dot{I}_M$ 的初相位角为 θ_M，电流 $a\dot{I}_A$ 的初相角为 θ_A，$\dot{I}_M$ 与 $a\dot{I}_A$ 的相位差为 $\beta = \theta_A - \theta_M$，则有

$$\sin\beta = \sin(\theta_A - \theta_M)$$

$$= \sin\theta_A \cos\theta_M - \cos\theta_A \sin\theta_M \qquad (4\text{-}108)$$

将式(4-108)代入式(4-107)，有

$$P_M = (I_M^2 + a^2 I_A^2)(R_f + R_b) - 2(R_f + R_b)aI_M I_A(\sin\theta_A \cos\theta_M$$

$$- \cos\theta_A \sin\theta_M)$$

$$= (I_M^2 + a^2 I_A^2)(R_f - R_b) + 2a(R_f + R_b)(R_5 X_6 - R_6 X_5)$$

$$= [(I_M^2 + a^2 I_A^2) + 2a(R_5 X_6 - R_6 X_5)] R_f - [(I_M^2 + a^2 I_A^2) - 2a(R_5 X_6 - R_6 X_5)] R_b = P_{M+} - P_{M-} \quad (\text{同步瓦}) \quad (4\text{-}109)$$

式中 $R_5 = I_M \cos\theta_M$，$X_5 = I_M \sin\theta_M$

$R_6 = I_A \cos\theta_A$，$X_6 = I_A \sin\theta_A$

3．机械功率、输出功率

由三相异步电动机原理知道，电动机轴上的总机械功率为

$$P_\Omega = P_M(1-s)\,(\text{瓦}) \quad (4\text{-}110)$$

电动机轴上的输出功率为

$$P_2 = P_\Omega - p_\Omega - p_{Fe_2} - p_s$$

$$= P_M(1-s) - (p_\Omega + p_{Fe_2} + p_s)\,(\text{瓦}) \quad (4\text{-}111)$$

式中 p_Ω——机械损耗；

p_{Fe_2}——转子铁耗；

p_s——附加损耗。

五、转矩

电磁转矩

$$M = \frac{P_M}{\Omega_1} = 9.55\frac{P_M}{n_1} \quad (\text{牛顿·米}) \quad (4\text{-}112)$$

输出机械转矩

$$M_2 = \frac{P_2}{\Omega} = 9.55\frac{P_2}{n} \quad (\text{牛顿·米}) \quad (4\text{-}113)$$

式中

$$\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}$$（弧度/秒）——同步机械角速度

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}$$（弧度/秒）——机械角速度

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}$$（转/分）——同步转速

$$n = (1-s)n_1 = (1-s)\frac{60 f_1}{p}$$（转/分）——转子转速

六、损耗与效率

主绕组 M 的铜耗

$$p_{CuM} = r_{M1} I_M^2 \text{（瓦）}$$

副绕组 A 的铜耗

$$p_{CuA} = r_{A1} I_A^2 \text{（瓦）}$$

移相电容器的损耗

$$p_c = r_c I_A^2 \text{（瓦）}$$

转子绕组的电损耗包括以下各项：

正序电流产生的转子电损耗

$$p_{2(f)} = SP_{M+} = S[I_M^2 + a^2 I_A^2 + 2a(R_5 X_6 - R_6 X_5)]R_b \text{（瓦）} \tag{4-114}$$

负序电流产生的转子电损耗

$$\begin{aligned} p_{2(b)} &= (2-s)P_{M-} \\ &= (2-s)[I_M^2 + a^2 I_A^2 - 2a(R_5 X_6 - R_6 X_5)]R_b \text{（瓦）} \end{aligned} \tag{4-115}$$

电动机中总损耗为

$$\sum p = p_{CuM} + p_{CuA} + p_c + p_{2(f)} + p_{2(b)} + p_{Fe1} + p_{Fe2} + p_\Omega + p_s \text{（瓦）}$$

电动机的效率为

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{P_1-\Sigma p}{P_1}=1-\frac{\Sigma p}{P_1} \tag{4-116}$$

§4-4 获得圆形旋转磁场的条件

一、一般接线获得圆形磁场的条件

单相电容电动机在起动或运行时，如果副绕组A中串接的移相电容器的电容量选配不当，电动机气隙中就形成椭圆形旋转磁场，它的幅值大小及转速均随时间而变化，使电机发生振动及噪声。负序磁场的存在又使电动机的转矩、效率、功率因数等运行性能指标降低。因此，必须研究消除负序磁场使电机气隙中形成圆形旋转磁场的条件。

为了消除负序磁场，根据本章第2、3节的分析结果，只要满足下列条件中的任何一个就可以，即

$$\dot{I}_{M-}=0,\quad \dot{I}_{A-}=0,\quad \dot{U}_{M-}=0,\quad \dot{U}_{A-}=0$$

这里仅就$\dot{I}_{M-}=0$进行分析。

由式(4-67)得到，$\dot{I}_{M-}=0$时有

$$Z_{A+}+jaZ_{M+}=0 \tag{4-117}$$

式中

$$\begin{aligned}Z_{M+}&=R_{M+}+jX_{M+}\\&=(r_{M1}+2R_f)+j(x_{M1}+2X_f)\end{aligned} \tag{4-118}$$

$$Z_{A+}=Z'_{A+}+Z_c \tag{4-119}$$

这里 Z'_{A+} 为不包括电容器阻抗 Z_c 的副绕组 A 的正序阻抗。

如果近似认为主、副绕组的导体截面与有效匝数成反比，则主、副相绕组参数之间存在下列关系

$$\left.\begin{aligned} r_{A1} &= a^2 r_{M1} \\ x_{A1} &= a^2 x_{M1} \\ x_{mA} &= a^2 x_{mM} \\ r'_{A2} &= a^2 r'_{M2} \\ x'_{A2} &= a^2 x'_{M2} \end{aligned}\right\} \tag{4-120}$$

亦即有关系

$$Z'_{A+} = a^2 Z_{M+} \tag{4-121}$$

将式(4-121)代入式(4-119)，有

$$\begin{aligned} Z_{A+} &= a^2 Z_{M+} + Z_c \\ &= (a^2 R_{M+} + r_c) + j(a^2 X_{M+} - x_c) \end{aligned} \tag{4-122}$$

将式(4-122)代入式(4-117)，有

$$(a^2 R_{M+} + r_c - aX_{M+}) + j(a^2 X_{M+} - x_c + aR_{M+}) = 0$$

即

$$\left.\begin{aligned} a^2 R_{M+} + r_c - aX_{M+} &= 0 \\ a^2 X_{M+} - x_c + aR_{M+} &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{4-123}$$

所以得

$$r_c = aX_{M+} - a^2 R_{M+} \tag{4-124}$$

$$x_c = aR_{M+} + a^2 X_{M+} \tag{4-125}$$

因为电容器的电阻 r_c 很小，可以认为 $r_c \approx 0$，则由式(4-124)得到

$$a = \frac{X_{M+}}{R_{M+}} = \mathrm{tg}\theta_{M+} \tag{4-126}$$

这里 θ_{M+} 是主相 M 的正序阻抗角。

将式(4-126)代入式(4-125)，得到

$$x_C = X_{M+}(1+\mathrm{tg}^2\theta_{M+}) = X_{M+}\cdot\sec^2\theta_{M+}$$

$$= \frac{|Z_{M+}|\sin\theta_{M+}}{\cos^2\theta_{M+}} \qquad (4\text{-}127)$$

为了使电动机满足对称运行的条件，以产生圆形旋转磁场，有效匝数比 a 及电容器的容抗 x_C 必须同时满足下列关系

变比 $a = \mathrm{tg}\theta_{M+}$

容抗 $x_C = \dfrac{|Z_{M+}|\sin\theta_{M+}}{\cos^2\theta_{M+}}$

相应的电容量 C 为

$$C = \frac{10^6}{2\pi f_1 \cdot x_C} \text{—(微法)} \qquad (4\text{-}128)$$

由式(4-128)算出的电容量 C，必须规格化为标准值电容 C'，当 C 与 C' 相差较大时，就背离了对称条件，这时应根据 C' 值重新确定变比 a' 的数值。其关系为

$$x'_C = \frac{10^6}{2\pi f_1 C'}$$

$$= (1+\mathrm{tg}^2\theta_{M+})X_{M+} = (1+a'^2)X_{M+}$$

则

$$a' = \sqrt{\frac{x'_C}{X_{M+}} - 1} \qquad (4\text{-}129)$$

根据调整后的变比 a'，重新设计副绕组 A 的有效匝数为

$$W'_A K'_{dpA} = a' W_M K_{dpM}$$

这样就使 C'(即 x'_C)与 a' 又同时满足对称运行的条件了。

因为主绕组 M 的正序阻抗参数 R_{M+}、X_{M+} 都是转差率 S 的函数，S 变化时，R_{M+}、X_{M+}、θ_{M+} 均随之变化，而变比 a 及电容量 C 是不随 S 变化的量，所以 a、C 满足对称运行条件，是相应于某一固定的转差率 S 才成立的。一旦 S 变化后，对称运行条件也就不成立了。对电容起动电动机，为了在起动时产生圆形旋转磁场，以具备足够的起动转矩，a、C 的选择必须对应于 $S=1$ 的特定条件。对于电容运转电动机，应使额定运行时产生圆形旋转磁场，a、C 的选择必须对应于额定转差率 S_e 的条件。对于电容起动和运转电动机，副绕组 A 中应串接两个并联电容 C_{st} 及 C，起动时两电容均接入，运行时靠离心开关或起动继电器自动将电容 C_{st} 切离电源，仅留电容 C 运行。起动时为了产生圆形旋转磁场，要求的电容量大些，这可作如下说明，已知

$$C=\frac{1}{\omega x_c}=\frac{\cos^2\theta_{M+}}{\omega|Z_{M+}|\sin\theta_{M+}}$$

$$=\frac{\sin\theta_{M+}}{\omega|Z_{M+}|\dfrac{\sin^2\theta_{M+}}{\cos^2\theta_{M+}}}$$

$$=\frac{\sin\theta_{M+}}{\omega|Z_{M+}|a^2} \tag{4-130}$$

式中 $\omega=2\pi f_1$ 及 a 均为常数。因为 Z_{M+} 及 $\sin\theta_{M+}$ 都是 S 的函数，起动时 $S=1$，运行时 $S=S_e<1$，从 Z_{M+} 的计算式及其等值电路可知

$$\left.\begin{aligned}&|Z_{M+}|_{S=1}<|Z_{M+}|_{S=Se}\\&\theta_{M+(S=1)}>\theta_{M+(S=Se)}\\&\sin\theta_{M+(S=1)}>\sin\theta_{M+(S=Se)}\end{aligned}\right\} \tag{4-131}$$

将关系式(4-131)代入式(4-130)，显然证明电动机起动时较运行时应选用更大的电容量才能满足产生圆形磁场的条件。

对于电容运转单相异步电动机，当 a、C 选定之后，仅在额定负载时具备对称运行条件。轻载或过载时，均不满足此条件，电动机中肯定存在负序磁场，将使电动机的转矩下降，损耗及温升增加。因此，决不能误认为轻载运行一定比满载运行更可靠。

按照产生圆形磁场的要求，主、副绕组的磁势应大小相等，即 $I_M W_M K_{dpM} = I_A W_A K_{dpA}$，有效匝数多的绕组，电流小、导线细，反之，有效匝数少的绕组，电流大，导线粗。因此，两个绕组占据的槽面积基本相等，所以在电容运转电动机中，主、副绕组一般各占总槽数的二分之一。

二、T型接线获得圆形磁场的条件

单相电容电动机在使用中经常要求能够变速，如在洗衣机、电风扇中要求具备三档转速，有些场合要求电容电动机满足双电压(220伏或110伏)起动。为此，单相电容电动机的主、副绕组经常采用T型接线方式，这种接线时电动机获得圆形旋转磁场的条件分析如下。

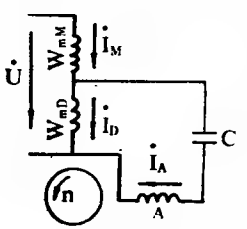


图 4-8 T型接线

T型接线的原理图及其电压、电流、转向的正方向如图4-8所示。主绕组 M 分成两段，匝数分别为 W_{mM} 与 W_{mD}。匝数 W_{mM} 段流过的电流为

$\dot{I}_M$，匝数W_{mD}中流过的电流为$\dot{I}_D$，$W_M = W_{mM} + W_{mD}$是主绕组的总匝数。W_{mM}、W_{mD}对W_M的有效匝数比分别为a_1、a_2。副绕组A的匝数为W_A，串联的移相电容器为C，W_A与C中流过的电流是$\dot{I}_A$。

主绕组M的总基波磁势为

$$\bar{F}_M = 0.9K_{dpM}W_M(a_1\dot{I}_M + a_2\dot{I}_D)/p \qquad (4\text{-}132)$$

副绕组A的基波磁势为

$$\bar{F}_A = 0.9K_{dpA}W_A\dot{I}_A/p \qquad (4\text{-}133)$$

将$\bar{F}_M$、$\bar{F}_A$分解成正序和负序分量为

$$\bar{F}_{M+} = \frac{1}{2}(\bar{F}_M - j\bar{F}_A) \qquad (4\text{-}134)$$

$$\bar{F}_{M-} = \frac{1}{2}(\bar{F}_M + j\bar{F}_A) \qquad (4\text{-}135)$$

两边都除以$0.9K_{dpM}W_M/p$，得到

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{M+} &= \frac{1}{2}(a_1\dot{I}_M + a_2\dot{I}_D - ja\dot{I}_A)\\ \dot{I}_{M-} &= \frac{1}{2}(a_1\dot{I}_M + a_2\dot{I}_D + ja\dot{I}_A)\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}136)$$

其中$a = \dfrac{K_{dpA}W_A}{K_{dpM}W_M}$是副、主绕组的有效匝数比。式(4-136)的物理意义为：电动机的各绕组可用一套有效匝数均为$K_{dpM}W_M$的绕组等效代替，在等效后的M绕组中通有电流$\dot{I}_{M+}$和$\dot{I}_{M-}$，在等效后的A绕组中通有电流$\dot{I}_{A+} = j\dot{I}_{M+}$和$\dot{I}_A = -j\dot{I}_{M-}$，从而保持气隙基波磁势不变。按图4-8所规定的正方向还可写出

$$\dot{I}_D = \dot{I}_M - \dot{I}_A \qquad (4\text{-}137)$$

联立式(4-136)、(4-137)，可解得

$$\dot{I}_A = j(\dot{I}_{M+} - \dot{I}_{M-})/a \tag{4-138}$$

$$\dot{I}_M = \dot{I}_{M+} + j\dot{I}_{M-} + j(\dot{I}_{M+} - \dot{I}_{M-})\frac{a_2}{a} \tag{4-139}$$

$$\dot{I}_D = \dot{I}_{M+} + \dot{I}_{M-} - j(\dot{I}_{M+} - \dot{I}_{M-})\frac{a_1}{a} \tag{4-140}$$

为了获得圆形旋转磁场，应当使 $\bar{F}_{M-} = 0$ 或 $\dot{I}_{M-} = 0$，从而有

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_A &= \frac{j\dot{I}_{M+}}{a} \\ \dot{I}_M &= \dot{I}_{M+} + \frac{ja_2\dot{I}_{M+}}{a} \\ \dot{I}_D &= \dot{I}_{M+} - \frac{ja_1\dot{I}_{M+}}{a} \end{aligned}\right\} \tag{4-141}$$

由图 4-8 可写出两个回路的电压方程式如下：

主回路电压方程为

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_M Z_{MM} + \dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+})a_1 \\ &\quad + \dot{I}_D Z_{MD} + \dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+})a_2 \\ &= \dot{I}_M Z_{MM} + \dot{I}_D Z_{MD} + \dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+}) \end{aligned} \tag{4-142}$$

式中，Z_{MM} 代表流过电流 $\dot{I}_M$ 段绕组的漏阻抗，Z_{MD} 代表流过电流 $\dot{I}_D$ 段绕组的漏阻抗。这里是假定两段绕组之间漏磁没有互感，否则还需加上相应的互感电压降之项。气隙合成磁场在 W_{mM} 段感应的电势为 $-\dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+})a_1$，在 W_{mD} 段感应的电势为 $-\dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+})a_2$，而 $a_1 + a_2 = 1$。因此，又可以从物理概念直接写出式(4-142)。

包括副绕组的回路电压方程为

$$\dot{U} = \dot{I}_M Z_{MM} + \dot{I}_{M+}(r_{M+} + jx_{M+})a_1$$

$$+j\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a+\dot{I}_A(r_A+jx_A-jx_c)$$

$$\dot{U}=\dot{I}_M Z_{MM}+\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a_1+j\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a$$

$$+j\dot{I}_{M+}(a^2r_M+ja^2x_M-jx_c)/a \qquad (4-143)$$

式中，$j\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a$ 为气隙合成磁场在副绕组A中的感应电势，乘 j 是因为 A 绕组在空间上超前 M 绕组 90° 电角度，其感应电势相应超前 90° 时间电角度，乘 a 则反映了有效匝数比的关系。(r_A+jx_A) 为 A 绕组的漏阻抗。令式(4-142)和(4-143)右边相等，并将式(4-141)中 $\dot{I}_D$ 代入后消去 $\dot{I}_{M+}$，得到

$$r_{MD}+\frac{a_1}{a}x_{MD}-j\frac{a_1}{a}r_{MD}+jx_{MD}+r_{M+}+jx_{M+}$$

$$=a_1r_{M+}+ja_1x_{M+}+jar_{M+}-ax_{M+}+jar_M-ax_M+\frac{x_c}{a}$$

由等式两边虚部相等解出

$$a=\frac{(x_{M+}+x_{MD}-a_1x_{M+})\pm\sqrt{(x_{M+}+x_{MD}-a_1x_{M+})^2-4a_1(r_M+r_{M+})r_{MD}}}{2(r_M+r_{M+})} \qquad (4-144)$$

由实部相等解出

$$x_c=a^2(x_M+x_{M+})+a(1-a_1)r_{M+}+a_1x_{MD}+ar_{MD} \qquad (4-145)$$

式(4-144)、(4-145)即为 T 型接线单相电容电动机获得圆形旋转磁场的条件。

如果 $W_{mM}=W_{mD}$，即 $a_1=a_2=\frac{1}{2}$，代入上式则有

$$a=\frac{X_{M+}\pm\sqrt{X_{M+}^2-4r_MR_{M+}}}{4R_{M+}} \qquad (4-146)$$

$$x_c = a^2 X_{M+} + (aR_{M+} + x_{MD})/2 \qquad (4\text{-}147)$$

式中

$$R_{M+} = r_M + r_{M+}$$

$$X_{M+} = x_M + x_{M+}$$

三、L型接线获得圆形磁场的条件

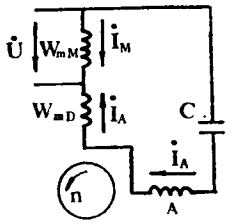


图 4-9 L型接线

接线原理及其电压、电流、转向的正方向如图 4-9 所示。主绕组 M 的两段匝数不相等，流过电流 $\dot{I}_M$ 的匝数为 W_{mM}，流过电流 $\dot{I}_A$ 的匝数为 W_{mD}，主绕组总匝数为 $W_M = W_{mM} + W_{mD}$。W_{mM}、W_{mD} 对 W_M 的有效匝数比分别是 a_1、a_2。副绕组 A 的匝数为 W_A，对主绕组的有效匝数比为 a，副绕组与移相电容 C 串联，流过的电流为 $\dot{I}_A$。主绕组 W_M 的总基波磁势为

$$\bar{F}_M = 0.9K_{dpM}W_M(a_1\dot{I}_M - a_2\dot{I}_A)/p \qquad (4\text{-}148)$$

副绕组 W_A 的基波磁势为

$$\bar{F}_A = 0.9K_{dpA}W_A\dot{I}_A/p = 0.9K_{dpM}W_M a\dot{I}_A/p \qquad (4\text{-}149)$$

利用对称分量法将磁势 $\bar{F}_M$ 和 $\bar{F}_A$ 分解为正序和负序分量，则得

$$\bar{F}_{M+} = (\bar{F}_M - j\bar{F}_A)/2 \qquad (4\text{-}150)$$

$$\bar{F}_{M-} = (\bar{F}_M + j\bar{F}_A)/2 \qquad (4\text{-}151)$$

公式(4-150)和(4-151)两边都除以 $0.9K_{dpM}W_M/p$，得到

$$\dot{I}_{M+} = \frac{1}{2}(a_1\dot{I}_M - a_2\dot{I}_A - ja\dot{I}_A) \qquad (4\text{-}152)$$

$$\dot{I}_{M-}=\frac{1}{2}(a_1\dot{I}_M-a_2\dot{I}_A+ja\dot{I}_A) \tag{4-153}$$

联立(4-152)、(4-153)式，对 $\dot{I}_M$、$\dot{I}_A$ 求解，得出

$$\dot{I}_M=j(\dot{I}_{M+}-\dot{I}_{M-})\frac{a_2}{a_1a}+\frac{1}{a_1}(\dot{I}_{M+}+\dot{I}_{M-}) \tag{4-154}$$

$$\dot{I}_A=j\frac{1}{a}(\dot{I}_{M+}-\dot{I}_{M-}) \tag{4-155}$$

为了获得圆形旋转磁场，则要求 $\dot{F}_{M-}=0$ 或 $\dot{I}_{M-}=0$，将 $\dot{I}_{M-}=0$ 代入式(4-154)、(4-155)得到

$$\dot{I}_A=j\frac{\dot{I}_{M+}}{a} \tag{4-156}$$

$$\dot{I}_M=\frac{\dot{I}_{M+}}{a_1}+j\frac{a_2\dot{I}_{M+}}{a_1a} \tag{4-157}$$

根据接线图 4-9，可写出回路的电压方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U}&=\dot{I}_M(r_{MM}+jx_{MM})+\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a_1\\&=\dot{I}_A[r_A+r_{MD}+j(x_A+x_{MD})-jx_C]\\&\quad+j\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a-\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a_2\end{aligned}$$

将式(4-156)、(4-157)代入，则有

$$\left(\frac{\dot{I}_{M+}}{a_1}+j\frac{\dot{I}_{M+}a_2}{a_1a}\right)(r_{MM}+jx_{MM})+\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a_1$$

$$=j[a^2r_M+r_{MD}+j(a^2x_M+x_{MD})-jx_C]\frac{\dot{I}_{M+}}{a}$$

$$+j\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a-\dot{I}_{M+}(r_{M+}+jx_{M+})a_2$$

此式两边消去 $\dot{I}_{M+}$ 后，由虚部相等，可以解出

$$a=\frac{\frac{1}{a_1}x_{MM}+x_{M+}\pm\sqrt{\left(\frac{1}{a_1}x_{MM}+x_{M+}\right)^2-4(r_M+r_{M+})\left(r_{MD}-\frac{a_2}{a_1}r_{MM}\right)}}{2(r_M+r_{M+})} \tag{4-158}$$

由实部相等又可以解出

$$x_c=ar_{M+}+\frac{a}{a_1}r_{MM}+a^2x_{M+}+a^2x_M+x_{MD}-\frac{a_2}{a_1}x_{MM} \tag{4-159}$$

式(4-158)、(4-159)就是 L 型接线单相电容电动机获得圆形旋转磁场的条件。

如果 $W_{mM}=W_{mD}$，即 $a_1=a_2=\frac{1}{2}$，并代入(4-158)、(4-159)式又有

$$a=\frac{X_{M+}}{R_{M+}} \tag{4-160}$$

$$x_c=a^2X_{M+}+aR_{M+}=(1+a^2)X_{M+} \tag{4-161}$$

式(4-160)、(4-161)说明，L 型接线的单相电容电动机，当 $a_1=a_2=\frac{1}{2}$时，产生圆形旋转磁场的条件刚好与一般接线时获得圆形磁场的条件相同〔参见式(4-126)与(4-127)〕。

小　　结

单相电容运转异步电动机的主、副两相一般总是不对称

运行的，即二者的绕组轴线在空间相隔90°电角度，但二者的有效匝数不相同，通过的电流也不对称，因而电动机内部产生的旋转磁场是椭圆形的，并非圆形的。为了分析计算单相电容运转异步电动机的性能，我们使用了“磁势对称分量法”，即将不对称的两相磁势分解为正、负序的两相对称磁势分量，两相正序对称磁势合成一个正转圆形旋转磁场，两相负序对称磁势合成为一个反转圆形旋转磁场。对每一个圆形旋转磁场而言，因为是由两相对称磁势分量产生的，属于两相对称运行状态，可以应用等值电路进行分析计算。但需要注意的是：①单相异步电动机中的正转圆形旋转磁场对应于电动机运行状态，转差率为S，相应地有正序等值电路；反转圆形旋转磁场对应于电磁制动状态，转差率为$(2-S)$，相应地有负序等值电路。②用对称分量法将磁势分解为正、负序两组对称磁势分量以后，因为两相绕组本身是不对称的，两相绕组的匝数不相等，所以两相绕组的正序等值电路及其表示的正序等值阻抗也不相等$(Z_{A+} \neq Z_{M+})$，负序等值电路及其负序等值阻抗也不相等$(Z_{A-} \neq Z_{M-})$。因此，正、负序磁势对应的正、负序电流是不相等的(即$I_{A+} \neq I_{M+}$，$I_{A-} \neq I_{M-}$)。

单相异步电动机的性能可以用正、负序等值电路计算，因为正序及负序旋转磁场的共同作用决定着电动机的性能，所以正序和负序等值电路联合应用才能求出单相电动机的性能。因此，单相异步电动机的计算过程比三相异步电动机复杂得多。

由于负序旋转磁场的电磁制动作用，单相异步电动机的全部性能、经济指标都低于同容量的三相异步电动机。因

此，为了改善性能，总希望使负序旋转磁场为零，即电动机内部只产生一个正序圆形旋转磁势。这就应该正确地选择主、副绕组的匝数比 a 及移相电容量 C。需要明确的是：a 与 C 一旦选定之后，仅仅在某一转速下磁场才是圆形的，而在其他任何转速下磁场又会是椭圆形的了。这就是为什么规定单相电容运转异步电动机必须在额定转速下运行的道理。

第五章
单相电阻起动及单相电容起动异步电动机

§5-1 概　　述

单相电阻起动及单相电容起动的异步电动机，起动过程中当电动机的转速 n 达到 75～80% 的同步转速 n_1 时，起动开关自行将起动绕组脱离电源，只留下工作绕组 M 单独工作。在正常运行时，这两种电动机的工作性能及其计算方法是完全一样的。

工作绕组 M 单独运行时，其中通过的电流为 $\dot{I}_M$，并在电动机内产生一个脉振磁势及其相应的脉振磁场。由第三章已知一个脉振磁场可分解为幅值相等、转速相等、转向相反的两个正、反转圆形旋转磁场。为了分析与计算的方便，可以把工作绕组 M 通过电流 $\dot{I}_M$ 单独运行的电动机，假想为一个具有两相对称绕组运行的电动机，这个假想电动机的定子上有一个虚构的辅助绕组 A，它与实际的工作绕组 M 具有相同的有效匝数，即 $W_M K_{qpM} = W_A K_{qpA}$，两者的绕组轴线在空间相隔 90° 电角度，但假想绕组 A 中的电流为 $\dot{I}_A = 0$。这样处

理之后，因为 A、M 两相绕组对称，可用对称分量法直接对电流 $\dot{I}_A$、$\dot{I}_M$ 分解出正、负序电流分量 $\dot{I}_{A+}$、$\dot{I}_{M+}$ 和 $\dot{I}_{A-}$、$\dot{I}_{M-}$。这样原工作绕组 M 产生的脉振磁场分解出的正、反转圆形旋转磁场，完全与 A、M 两相对称绕组中通以正序电流 $\dot{I}_{A+}$、$\dot{I}_{M+}$ 和负序电流 $\dot{I}_{A-}$、$\dot{I}_{M-}$ 时产生的正、反转磁场相等效。从而能利用对称两相绕组的正、负序等值电路，分析并计算单相电阻起动及单相电容起动异步电动机的工作性能。

§5-2 电流的对称分量

两相对称的绕组 A 与 M 中，通入不对称电流 $\dot{I}_A$ 及 $\dot{I}_M$，用对称分量法把这一组不对称电流分解为正序分量 $\dot{I}_{A+}$、$\dot{I}_{M+}$ 和负序分量 $\dot{I}_{A-}$、$\dot{I}_{M-}$。正序分量的相序为 $A\rightarrow M$，负序分量的相序为 $M\rightarrow A$。于是有

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{M+} &= -j\dot{I}_{A+}\\ \dot{I}_{M-} &= j\dot{I}_{A-}\end{aligned}\right\} \tag{5-1}$$

不对称两相电流分解出的正、负序电流分量如图 5-1 所示。由图可知

$$\begin{aligned}\dot{I}_A &= \dot{I}_{A+} + \dot{I}_{A-} = j\dot{I}_{M+} - j\dot{I}_{M-}\\ \dot{I}_M &= \dot{I}_{M+} + \dot{I}_{M-}\end{aligned} \tag{5-2}$$

于是，正、负序电流的计算式为

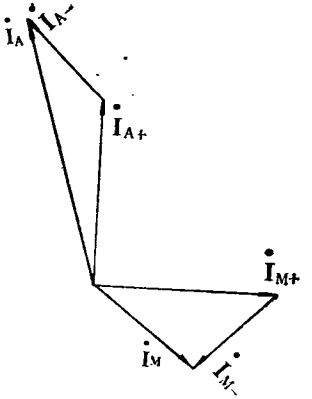


图 5-1　不对称两相电流的对称分量

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_{M+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_M - j\dot{I}_A) \\
\dot{I}_{M-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_M + j\dot{I}_A) \\
\dot{I}_{A+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_A + j\dot{I}_M) \\
\dot{I}_{A-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_A - j\dot{I}_M)
\end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}3)$$

因为工作绕组 M 中的电流为 $\dot{I}_M$，假想绕组 A 中的电流 $\dot{I}_A = 0$，将此条件代入式(5-3)，得到

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_{M+} &= \dot{I}_{M-} = \frac{1}{2}\dot{I}_M \\
\dot{I}_{A+} &= j\frac{1}{2}\dot{I}_M \\
\dot{I}_{A-} &= -j\frac{1}{2}\dot{I}_M
\end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}4)$$

§5-3 等值电路

对称绕组 A、M 中，通入正序对称电流 $\dot{I}_{A+}$、$\dot{I}_{M+}$，产生正转圆形旋转磁场，对转子起电动机作用，转差率为 S；通入负序对称电流 $\dot{I}_{A-}$、$\dot{I}_{M-}$ 时，产生反转圆形旋转磁场，对转子起电磁制动作用，相应的转差率为(2-S)。正、负序电流对应的正、负序阻抗如图 5-2 所示。图中各符号的意义为

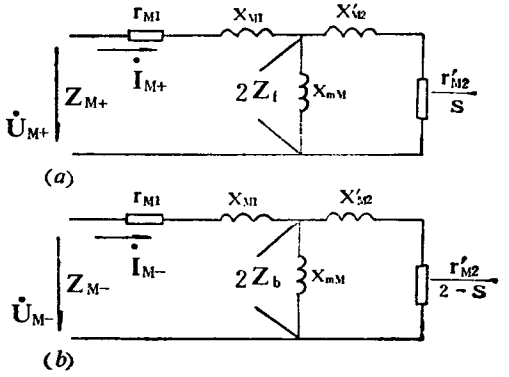


图 5-2 正、负序阻抗等值电路

(a)正序等值电路　　(b)负序等值电路

r_{M1}——工作绕组M的电阻；

x_{M1}——工作绕组 M 的漏电抗；

x_{mM}——工作绕组 M 的激磁电抗；

r'_{M2}——折算到工作绕组 M 的转子电阻；

x'_{M2}——折算到工作绕组 M 的转子漏电抗。

正序阻抗为

$$Z_{M+} = r_{M1} + jx_{M1} + 2Z_f \tag{5-5}$$

负序阻抗为

$$Z_{M-} = r_{M1} + jx_{M1} + 2Z_b \tag{5-6}$$

式(5-5)、(5-6)中，Z_f、Z_b 的计算式见式(4-22)、(4-37)所示。

正序电压为 $\dot{U}_{M+} = \dot{I}_{M+}Z_{M+}$ (5-7)

负序电压为 $\dot{U}_{M-} = \dot{I}_{M-}Z_{M-}$ (5-8)

电源电压为 $\dot{U} = \dot{U}_{M+} + \dot{U}_{M-} = \dot{I}_{M+}Z_{M+} + \dot{I}_{M-}Z_{M-}$

由于 $\dot{I}_{M+} = \dot{I}_{M-} = \frac{\dot{I}_M}{2}$，所以工作绕组的电压平衡方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \frac{1}{2}\dot{I}_M Z_{M+} + \frac{1}{2}\dot{I}_M Z_{M-} \\ &= \frac{1}{2}\dot{I}_M(2r_{M1} + j2x_{M1} + 2Z_f + 2Z_b) \\ &= \dot{I}_M(r_{M1} + jx_{M1} + Z_f + Z_b) \\ &= \dot{I}_M[(r_{M1} + R_f + R_b) + j(x_{M1} + x_f + x_b)] \\ &= \dot{I}_M(R_T + jx_T) = \dot{I}_M Z_T\end{aligned} \tag{5-9}$$

式(5-9)说明，工作绕组 M 运行时的等值电路，可以用图 5-3 表示。由等值电路图得到

工作绕组的等效总阻抗为

$$Z_T = R_T + jx_T \tag{5-10}$$

工作绕组的等效总电阻为

$$R_T = r_{M1} + R_f + R_b \tag{5-11}$$

工作绕组的等效总电抗为

$$X_T = x_{M1} + X_f + X_b \tag{5-12}$$

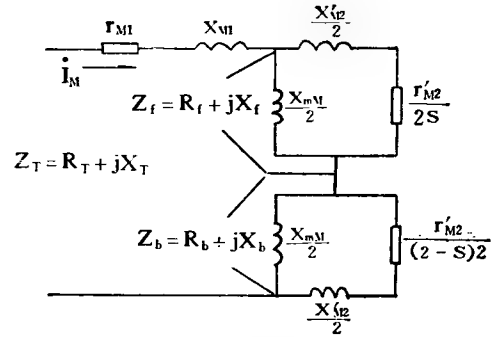


图 5-3　工作绕组的等值电路

式中的 R_f、X_f、R_b、X_b 分别用(4-29)、(4-33)、(4-38)、(4-39)式计算。

从等值电路图 5-3 可知，只有一个绕组的单相电动机，在起动时，$S=1$，$2-S=1$，$Z_f=Z_b$，$\dot{I}_M Z_f = \dot{I}_M Z_b = -\dot{E}_f = -\dot{E}_b$。说明正、负序磁场 Φ_f、Φ_b 大小相等，产生的正、负序电磁转矩大小相等、方向相反，合成转矩为零，电动机没有起动转矩，不能自行起动，故必须借助于起动绕组形成圆形或椭圆形磁场，才能产生起动转矩。而在以转速 n 运行时，转差率 S 很小，$\frac{r'_{M2}}{S} \gg \frac{r'_{M2}}{2-S}$，$Z_f \gg Z_b$，$E_f \gg E_b$，$\Phi_f \gg \Phi_b$，$M_+ \gg M_-$。说明单相绕组在运行时具有自行产生合成电磁转矩 $M = M_+ - M_-$ 的能力，即使将起动绕组切除之后，仍能正常工作。这一现

象的物理实质在于：电动机运行时，转子电流产生的磁势对正转磁场的阻尼作用较小，而对反转磁场的阻尼作用较强之故。

§5-4 工作特性计算

一、电流

1. 运行绕组 M 的工作电流 $\dot{I}_M$

由式(5-9)得到

$$\dot{I}_M = \frac{\dot{U}}{Z_{M1} + Z_f + Z_b}$$

$$= \frac{\dot{U}}{R_T + jX_T}$$

$$I_M = \frac{U}{\sqrt{R_T^2 + X_T^2}} \text{(安)} \qquad (5\text{-}13)$$

工作电流的相位角为

$$\theta_M = \mathrm{tg}^{-1}\frac{X_T}{R_T} \qquad (5\text{-}14)$$

2. 空载电流 I_0

空载时，$n \approx n_1$，$S \approx 0$，$2-S \approx 2$，$x_{mM} \gg \frac{r'_{M2}}{2}$，$x_{mM} \gg x'_{M2}$，对构成 Z_f 的并联电路，认为 $\frac{r'_{M2}}{S}$ 处开路，对构成 Z_b 的并联电

路，认为 x_{mM} 处开路，即$Z_f=\frac{jx_{mM}}{2}$，$Z_b=\frac{r'_{M2}}{4}+j\frac{x'_{M2}}{2}$。见图5-4所示。则有

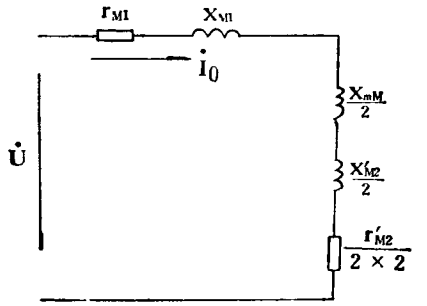


图 5-4　空载运行等值电路

$$Z_T=Z_{T0}=r_{M1}+jx_{M1}+j\frac{x_{mM}}{2}+\frac{r'^2_m}{4}+j\frac{x'_{m2}}{2}$$

$$=\left(r_{M1}+\frac{1}{4}r'_{M2}\right)+j\left(x_{M1}+\frac{1}{2}x'_{M2}+\frac{1}{2}x_{mM}\right)$$

$$=R_{T0}+jX_{T0} \qquad (5\text{-}15)$$

$$\dot{I}_0=\frac{\dot{U}}{R_{T0}+jX_{T0}} \qquad (5\text{-}16)$$

$$I_0=\frac{U}{\sqrt{R^2_{T0}+X^2_{T0}}}\ (\text{安}) \qquad (5\text{-}17)$$

空载时的功率因数角为

$$\theta_{M0}=\text{tg}^{-1}\frac{X_{T0}}{R_{T0}}$$

因为 $x_{mM} \gg r_{M1}、x_{M1}、r'_{M2}、x'_{M2}$，将 $r_{M1}、r'_{M2}、x_{M1}、x'_{m2}$ 忽略时，由等值电路图 5-4 得到

$$I_0 = \frac{2U}{x_{mM}} \text{（安）} \tag{5-18}$$

3. 激磁电流 $\dot{I}_\mu$

激磁电流指电动机真正空载时的电流，即转子绕组开路，且转子被其他原动机拖动到以同步转速 n_1 旋转时的工作绕组电流。此时有

$$Z_f = Z_b = \frac{x_{mM}}{2}$$

对应的等值电路如图 5-5 所示。显然有

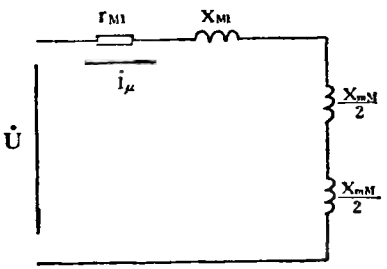


图 5-5　激磁电流的等值阻抗

$$\dot{U} = [r_{M1} + j(x_{M1} + x_{mM})]\dot{I}_\mu$$

$$\dot{I}_\mu = \frac{\dot{U}}{r_{M1} + j(x_{M1} + x_{mM})}$$

$$I_\mu = \frac{U}{\sqrt{r_{M1}^2 + (x_{M1} + x_{mM})^2}} \text{（安）} \tag{5-19}$$

当忽略 r_{M1} 及 x_{M1} 时，则为

$$I_{\mu}=\frac{U}{x_{mM}}\text{（安）} \tag{5-20}$$

比较式(5-18)与(5-20)，则有

$$\frac{I_0}{I_{\mu}}=2 \tag{5-21}$$

$I_0=2I_{\mu}$，即空载电流 I_0 是激磁电流 I_{μ} 的二倍。其原因在于：空载时转子转速 $n\approx n_1$，转子绕组相对于负序旋转磁场的转差率 $2-S\approx 2$，转子绕组中感应电流的频率 $f_2\approx 2f_1$，工作绕组中除应流过激磁电流 $\dot{I}_{\mu}$ 之外，还要供给另一个电流分量 以与转子电流实现磁势平衡，故总电流 I_0 大于激磁电流 I_{μ}。

4．转子电流

电动机运行时，正转旋转磁场在转子绕组中感应出频率 $f_{2f}=Sf_1$ 的电流 $\dot{I}_{2f}$，由图 5-3 的等值电路可以算出

$$\dot{I}_{2f}=\frac{jx_{mM}}{\frac{r'_{M2}}{S}+j(x'_{M2}+x_{mM})}\dot{I}_M\text{（安）} \tag{5-22}$$

反转磁场在转子绕组中感应电流 $\dot{I}_{2b}$ 的频率是 $f_{2b}=(2-S)f_1$，其数值为

$$\dot{I}_{2b}=\frac{jx_{mM}}{\frac{r'_{M2}}{2-S}+j(x'_{M2}+x_{mM})}\dot{I}_M\text{（安）} \tag{5-23}$$

由图 5-4 及式(5-15)可知，在 $S=0$ 或 $S=2$ 时，运行绕组的等效总阻抗均为 Z_{T0}，电流均为 I_0，即

$$I_{M(S=0)}=I_{M(S=2)}=I_0=\frac{U}{Z_{T0}} \tag{5-24}$$

将 $S=0$（或2）、$S=2$（或0）分别代入式(5-22)、式(5-23)中，又有下列关系

$$\left.\begin{aligned} I_{2f(S=0)} &= I_{2b(S=2)} = 0 \\ I_{2f(S=2)} &= I_{2b(S=0)} \end{aligned}\right\} \tag{5-25}$$

当 $S=1$ 时，$Z_{f(S=1)} = Z_{b(S=1)}$，则由式(5-22)、式(5-23)得到

$$I_{2f(S=1)} = I_{2b(S=1)} \tag{5-26}$$

将电流 I_M、I_{2f}、I_{2b} 随转差率 S 变化的关系绘成曲线，如图 5-6 所示。可见，运行绕组的电流 I_M 对称于纵轴（$S=1$

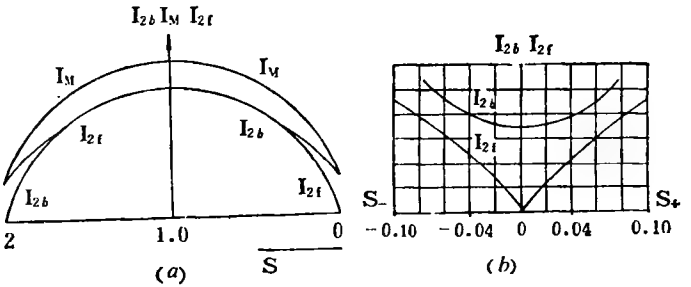


图 5-6　转子电流 I_{2f}、I_{2b} 随转差 S 的变化

(a) I_M、I_{2f}、I_{2b} 随 S 变化的关系

(b) I_{2f}、I_{2b} 随低转差 S 的变化关系

处)，转子电流 I_{2f}、I_{2b} 相对于纵轴是互为镜象。从图 5-6(b)还可以看出，单相异步电动机空载运行时($S=0$)，由于存在着转子电流 I_{2b}，致使电机的空载电流要比三相异步电动机时大得多。在正常工作的转差率范围内，I_{2f} 的频率很低，而

I_{2b} 的频率接近于二倍的电源频率 f_1，由于集肤效应的影响，单相异步电动机转子绕组的电损耗也比较大。

二、电磁功率及电磁转矩

正转磁场产生的电磁功率为

$$P_{M+} = (I_{2f})^2 \frac{r'_{M2}}{2S} (瓦) \tag{5-27}$$

反转磁场产生的电磁功率为

$$P_{M-} = (I_{2b})^2 \frac{r'_{M2}}{2(2-S)} (瓦) \tag{5-28}$$

合成电磁功率为

$$\begin{aligned} P_M &= P_{M+} - P_{M-} \\ &= 0.5I_{2f}^2 \frac{r'_{M2}}{S} - 0.5I_{2b}^2 \frac{r'_{M2}}{2-S} (瓦) \end{aligned} \tag{5-29}$$

将式(5-22)、(5-23)代入式(5-29)，得出

$$P_M = \frac{0.5r'_{M2}}{S} \left| \frac{jx_{mM}\dot{I}_M}{\frac{r'_{M2}}{S} + j(x_{mM} + x'_{M2})} \right|^2$$

$$- \frac{0.5r'_{M2}}{2-S} \left| \frac{jx_{mM}\dot{I}_M}{\frac{r'_{M2}}{2-S} + j(x_{mM} + x'_{M2})} \right|^2$$

$$= I_M^2 \left[\frac{x_{mM}^2}{\left(\frac{r'_{M2}}{S}\right)^2 + (x_{mM} + x'_{M2})^2} \right] \frac{0.5r'_{M2}}{S}$$

$$- I_M^2 \left[\frac{x_{mM}^2}{\left(\frac{r'_{M2}}{2-S}\right)^2 + (x_{mM} + x'_{M2})^2} \right] \frac{0.5r'_{M2}}{2-S}$$

$$= I_M^2 (R_f - R_b) \text{(瓦)} \qquad (5\text{-}30)$$

则合成电磁转矩为

$$M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{P_{M+} - P_{M-}}{\Omega_1} = M_+ - M_-$$

$$= 0.975 \frac{P_M}{n_1} \text{(公斤·米)} \qquad (5\text{-}31)$$

单相电动机的转矩、转速曲线如图 5-7 所示。

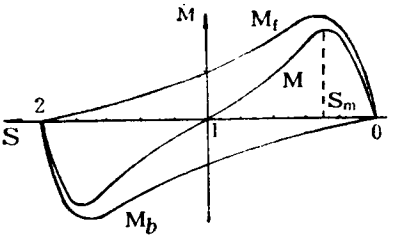


图 5-7　转矩—转差率曲线

三、最大转矩

在工程误差范围内，假设 $2-S\approx 2$，$x_{mM} \gg \frac{r'_{M2}}{2}$ 与 x'_{M2}，构成 Z_b 的并联网络中，认为 x_{mM} 支路是开路，则等值电路图 5-3 简化为图 5-8 所示的那样。仿照三相异步电机中计算临界转差率 S_m 及最大转矩 M_m 的公式，由简化等值电路得到：

电磁转矩为

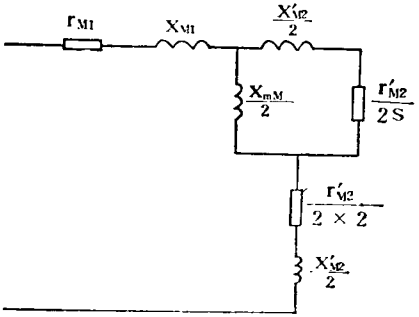


图 5-8　简化等值电路

$$M=\frac{1}{\Omega_1}\cdot\frac{0.5r'_{M2}U^2S}{\left[0.5r'_{M2}+S\left(r_{M1}+\frac{1}{4}r'_{M2}\right)\right]^2+S^2(x_{M1}+x'_{M2})^2} \tag{5-32}$$

临界转差率为

$$S_m=\frac{0.5r'_{M2}}{\sqrt{\left(r_{M1}+\frac{r'_{M2}}{4}\right)^2+(x_{M1}+x'_{M2})^2}} \tag{5-33}$$

最大转矩为

$$M_m=\frac{U^2}{2\Omega_1\left[r_{M1}+\frac{r'_{M2}}{4}+\sqrt{\left(r_{M1}+\frac{r'_{M2}}{4}\right)^2+(x_{M1}+x'_{M2})^2}\right]} \tag{5-34}$$

进一步假设 $r_{M1}+\frac{r'_{M2}}{4}\approx r'_{M2}$，并令 $x_{M1}+x'_{M2}=x_K$，则有

$$S_m = \frac{0.5r'_{M2}}{\sqrt{r'^{2}_{M2} + x_K^2}}$$

$$\approx \frac{0.5r'_{M2}}{x_K}\left(1 - \frac{1}{2}\frac{r'_{M2}}{x_K}\right) \qquad (5\text{-}35)$$

$$M_m = \frac{U^2}{2\Omega_1 (r'_{M2} + \sqrt{r'^{2}_{M2} + x_K^2})} \qquad (5\text{-}36)$$

为精确计算 S_m 及 M_m，应直接对式(5-30)微分，并令 $\frac{dM}{dS}=0$，解出 S_m 与 M_m 来。对应不同的参数 r'_{M2} 及 x_K，可得到 $S_m = f\left(\frac{r'_{M2}}{x_K}\right)$的关系，绘成曲线如图 5-9 所示，供设计中查取。

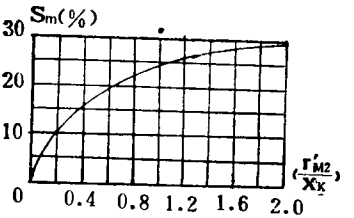


图 5-9 临界转差率 $S_m = f\left(\frac{r'_{M2}}{x_K}\right)$曲线

结论

1．$S=1$ 时，$M_+ = M_-$。单相单绕组电动机没有起动转矩；

2．空载时，$S \fallingdotseq 0$，S 的大小由 $M_{+(s)} = M_{-(2-s)}$ 的条件决定；

3．r'_{M2} 对 S_m、M_m 都发生影响，r'_{M2} 越大，S_m 越大而 M_m 越小。三相异步电动机中，r'_2 只影响 S_m 的大小而 M_m 与 r'_2 无关；

4．x'_{M2} 对 S_m、M_m 都发生影响，x'_{M2} 越大，则 S_m、M_m 都减小，反之亦然。

上述结论，见图 5-10 所示。

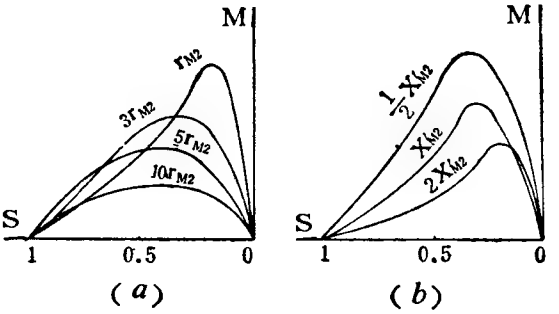


图 5-10　r'_{m2}、x'_{m2} 对 S_m、M_m 的影响

(a) r'_{m2} 对 s_m、M_m 的影响　　(b) x'_{m2} 对 S_m、M_m 的影响

单相电动机中，除上面研究的驱动转矩 $M = M_+ - M_-$ 之外，尚存在脉动转矩，它是由正转磁场与转子负序电流 I_{2b}、反转磁场与转子正序电流 I_{2f} 分别产生的，脉振频率是电源频率的二倍，其转矩引起电动机的振动和噪声。

四、功率、损耗、效率

定子输入功率

$$P_1 = UI_M\cos\theta_M \text{（瓦）} \tag{5-37}$$

电动机功率因数

$$\cos\theta_M = \frac{P_1}{UI_M} \tag{5-38}$$

运行绕组铜损耗

$$p_{CuM} = I_M^2 r_{M1} \text{（瓦）} \tag{5-39}$$

转子绕组铜损耗

$$p_{Cu2f} = I_M^2 R_f \cdot S \text{（瓦）} \tag{5-40}$$

$$p_{Cu2b} = I_M^2 R_b (2 - S) \text{（瓦）} \tag{5-41}$$

定子铁心损耗 p_{Fe1}（瓦）

转子铁心损耗 p_{Fe2}（瓦）

转子机械损耗 p_Ω（瓦）

电动机总损耗

$$\sum p = p_{CUM} + p_{CU2f} + p_{CU2b} + p_{Fe1} + p_{Fe2} + p_\Omega \tag{5-42}$$

转轴上的总机械功率

$$P_\Omega = P_M(1 - S) = I_M^2(R_f - R_b)(1 - S) \text{（瓦）} \tag{5-43}$$

转轴上的输出功率

$$P_2 = P_\Omega - p_\Omega - p_{Fe2} \text{（瓦）} \tag{5-44}$$

电动机的效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma p}{P_1} \tag{5-45}$$

五、转速、转矩

电动机的转速

$$n=(1-S)\frac{60f_1}{p}\text{(转/分)} \tag{5-46}$$

电动机轴上输出转矩

$$M_2=0.975\frac{P_2}{n}=0.975\frac{P_2}{(1-S)n_1}\text{(公斤·米)} \tag{5-47}$$

六、最大转矩倍数

计算出参数 x_{M1}、r'_{M2}、x'_{M2} 后，根据 $\frac{r'_{M2}}{x_K}$ 查图 5-9 的曲线，得到 S_m。将 S_m 代入计算 R_f、R_b、X_f、X_b 的公式，得到相应于 S_m 的等效总电阻 R_T 及等效总电抗 X_T，即有

$$\left.\begin{aligned}R_{T(S=Sm)}&=r_{M1}+R_{f(Sm)}+R_{b(Sm)}\\X_{T(S=Sm)}&=x_{M1}+x_{f(Sm)}+x_{b(Sm)}\end{aligned}\right\} \tag{5-48}$$

则由(5-13)式得到

产生最大转矩时的电流

$$I_{M(S=Sm)}=\frac{U}{\sqrt{R^2_{T(S=Sm)}+X^2_{T(S=Sm)}}}\text{(安)} \tag{5-49}$$

转轴上的总机械功率

$$P_{\Omega(S=Sm)}=I^2_{M(S=Sm)}(R_{f(Sm)}-R_{b(Sm)})(1-S_m) \tag{5-50}$$

轴上的输出功率

$$P_{2(Sm)}=P_{\Omega(S=Sm)}-p_\Omega-p_{Fe2} \tag{5-51}$$

最大转矩

$$M_{2max}=\frac{0.975P_{2(Sm)}}{(1-S_m)n_1} \tag{5-52}$$

最大转矩倍数

$$\overline{T}_{2m}=\frac{M_{2max}}{M_2}$$

$$=\frac{0.975P_{2(Sm)}}{(1-S_m)n_1}\cdot\frac{(1-S)n_1}{0.975P_2}$$

$$=\frac{(1-S)P_{2(Sm)}}{(1-S_m)P_2}\ (倍) \qquad (5\text{-}53)$$

小　　结

单相电阻起动与单相电容起动的异步电动机之间的区别，仅仅在于起动方式不同，而运行时都是由一个主相绕组 M 单相工作，因此两者的工作性能几乎是完全一样的。在电机的功率及转速相同的条件下，二者的功率因数及效率基本相等（见表1-4）。

单相电阻起动和单相电容起动的异步电动机，因为运行方式一样，所以其分析方法、等值电路、运行性能计算都相同。只是起动方式与起动特性不同，这将在下一章讨论。

与单相电容运转异步电动机比较，电阻起动和电容起动的单相电动机中，因为存在着负序旋转磁场，故其性能指标与经济指标都较差。即空载电流较大，效率及功率因数较低，在功率和转速相同的情况下，体积和重量也较大。

目前我国生产的单相电阻起动、单相电容起动及单相电容运转异步电动机的新旧型号对照如表 5-1 所示。

表 5-1

类　　型	新　系　列	老　系　列
电阻起动	*BO*	*JZ*
电容起动	*CO*	*JY*
电容运转	*DO*	*JX*

第六章
单相异步电动机的起动特性

§6-1 概　　述

单相异步电动机的起动特性指标是指起动转矩 M_{st} 和起动电流 I_{st}，并要求起动转矩大、起动电流小，即具有较高的起动品质因数 M_{st}/I_{st}。为此，必须正确选择起动元件的参数 Z_c 和主、副绕组的有效匝数比 a_c。

电动机起动时与正常运行相比，有两个显著的特点，一是起动电流大，二是转子电流频率高。电流大使电动机定、转子齿顶、齿尖部分的磁路饱和度增大，漏电抗减小。频率高使转子导条中的集肤效应增强，转子电阻增大。所以起动特性计算时，有关的参数应是计入饱和与集肤效应之后的数值。但是，对于单相小功率异步电动机，转子槽形小而浅，集肤效应很弱，对参数的影响可以忽略，而仅仅考虑饱和对参数的影响。在以下的起动性能计算中，电机的各个漏电抗，均应理解为计入磁路饱和影响后的数值，即为 $x_{M1(st)}$、$x'_{\sigma 2(st)}$…等。

§6-2 单相电容运转异步电动机的起动特性

起动时，电动机转速$n=0, S=1, 2-S=1$，由等值电路图4-3及相应的参数计算式可知

$$\left.\begin{aligned} R_{f(st)} &= R_{b(st)} \\ X_{f(st)} &= X_{b(st)} \\ Z_{M(st)+} &= Z_{M(st)-} = Z_{M(st)} \\ Z_{A(st)+} &= Z_{A(st)-} = Z_{A(st)} \end{aligned}\right\} \tag{6-1}$$

将式(6-1)代入式(4-68)、(4-69)，得到

$$\dot{I}_{M(st)} = \frac{\dot{U}}{Z_{M(st)}} \tag{6-2}$$

$$\dot{I}_{A(st)} = \frac{\dot{U}}{Z_{A(st)}} \tag{6-3}$$

式(6-2)、(6-3)说明，起动时，主相M的起动电流$\dot{I}_{M(st)}$只决定于主相的参数$Z_{M(st)}$，与副相的参数无关；副相A的起动电流$\dot{I}_{A(st)}$只决定于副相的参数$Z_{A(st)}$，与主相的参数无关。

起动时，主相M的等值电路如图6-1所示。由等值电路得到

$$Z_K = R_K + jX_K$$

$$= \frac{jx_{mM}(r'_{M2} + jx'_{M2(st)})}{r'_{M2} + j(x_{mM} + x'_{M2(st)})}$$

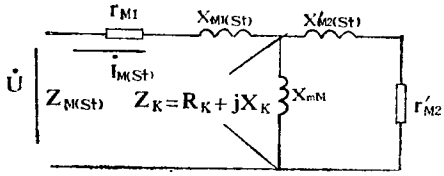


图 6-1　起动时主相 M 的等值电路

$$= \frac{(jx_{mM}r'_{M2} - x_{mM}x'_{M2(st)})\left[r'_{M2} - j(x_{mM} + x'_{M2(st)})\right]}{r'^{2}_{M2} + (x_{mM} + x'_{M2(st)})^{2}}$$

令：

$$x_{\alpha(st)} = x'_{M2(st)} + x_{mM}$$

则

$$Z_K = \frac{(r'_{M2}x_{mM}x_{\alpha(st)} - r'_{M2}x_{mM}x'_{M2(st)}) + j(r'^{2}_{M2}x_{mM} + x_{mM}x'_{M2(st)}x_{\alpha(st)})}{r'^{2}_{M2} + x^{2}_{\alpha(st)}} \tag{6-4}$$

令：

$$K_{\alpha(st)} = \frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}}$$

而且

$$1 - \frac{x'_{M2(st)}}{x_{\alpha(st)}} = \frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}} = K_{\alpha(st)}$$

可以得到

$$R_K = \frac{r'_{M2}x_{mM}x_{\alpha(st)} - r'_{M2}x_{mM}x'_{M2(st)}}{r'^{2}_{M2} + x^{2}_{\alpha(st)}}$$

$$= \frac{\frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}}\left(1 - \frac{x'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)r'_{M2}}{1 + \left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^{2}}$$

$$= \frac{K^2_{\alpha(st)}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2} r'_{M2}$$

$$= C_R r'_{M2} \tag{6-5}$$

式中

$$C_R = \frac{K^2_{\alpha(st)}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2} \tag{6-6}$$

因而，主绕组视在起动电阻为

$$R_{M(st)} = r_{M1} + C_R r'_{M2} \text{（欧）} \tag{6-7}$$

由式(6-4)知

$$X_K = \frac{r'^2_{M2} x_{mM} + x_{mM} x'_{M2(st)} x_{\alpha(st)}}{r'^2_{M2} + x^2_{\alpha(st)}}$$

则主绕组 M 的视在起动电抗为

$$X_{M(st)} = x_{M1(st)} + X_K$$

$$= x_{M1(st)} + \frac{x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2 + \frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}} x'_{M2(st)}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2}$$

$$= \frac{x_{M1(st)}\left[1+\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2\right] + x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2 + \frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}} x'_{M2(st)}}{1+\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2}$$

$$= \frac{x_{M1(st)} + (x_{M1(st)} + x_{mM})\left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2 + x'_{M2(st)}\left(\frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}} - 1\right) + x'_{M2(st)}}{1 + \left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2}$$

因为

$$x_{M1(st)} + x_{mM} = x_{M1(st)} + (x_{\alpha(st)} - x'_{M2(st)})$$

$$= (x_{M1(st)} - x'_{M2(st)}) + x_{\alpha(st)}$$

$$\frac{x_{mM}}{x_{\alpha(st)}} - 1 = \frac{x_{mM} - (x_{mM} + x'_{M2(st)})}{x_{\alpha(st)}}$$

$$= \frac{-x'_{M2(st)}}{x_{2(st)}}$$

所以有

$$X_{M(st)} = \frac{x_{M1(st)} + x'_{M2(st)} + \left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2 (x_{M1(st)} - x'_{M2(st)}) + \frac{r'^2_{M2}}{x_{\alpha(st)}} - \frac{x'^2_{M2(st)}}{x_{\alpha(st)}}}{1 + \left(\frac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^2} \qquad (6\text{-}8)$$

由于 $x_{\alpha(st)} \gg x'_{M2(st)}$

所以

$$\frac{x_{M'2(st)}}{x_{\alpha(st)}} \approx 0$$

又

$$x_{M1(st)} - x'_{M2(st)} \approx 0$$

则有

$$X_{M(st)}=\frac{x_{M1(st)}+x'_{M2(st)}+\dfrac{r'^{2}_{M2}}{x_{\alpha(st)}}}{1+\left(\dfrac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^{2}}$$

$$=\frac{1+\dfrac{r'^{2}_{M2}}{x_{TM(st)}\cdot x_{\alpha(st)}}}{1+\left(\dfrac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^{2}}\cdot x_{TM(st)}$$

$$=C_x x_{TM(st)}\quad(\text{欧}) \tag{6-9}$$

式中 $x_{TM(st)}=x_{M1(st)}+x'_{M2(st)}$

$$C_x=\frac{1+\dfrac{r'_{M2}}{x_{TM(st)}x_{\alpha(st)}}}{1+\left(\dfrac{r'_{M2}}{x_{\alpha(st)}}\right)^{2}}$$

主绕组M的视在起动总阻抗为

$$Z_{M(st)}=\sqrt{R^{2}_{M(st)}+X^{2}_{M(st)}}\quad(\text{欧}) \tag{6-10}$$

主绕组M的起动电流为

$$\dot{I}_{M(st)}=\frac{\dot{U}}{Z_{M(st)}} \tag{6-11}$$

起动电流的相位角为

$$\theta_{M(st)}=\text{tg}^{-1}\frac{X_{M(st)}}{R_{M(st)}} \tag{6-12}$$

将参数 x_{mM}、$x_{M1(st)}$、$x'_{M2(st)}$、r'_{M2} 均乘以变比 a 的平方，就得折算到副绕组 A 的参数。于是

副绕组 A的视在起动总电阻为

$$R_{A(st)} = r_{A1} + a^2 C_R r'_{M2} + r_c \quad (欧) \tag{6-13}$$

副绕组A的视在起动总电抗为

$$X_{A(st)} = a^2 X_{M(st)} - x_c \quad (欧) \tag{6-14}$$

副绕组A的视在起动总阻抗为

$$Z_{A(st)} = \sqrt{R^2_{A(st)} + X^2_{A(st)}} \quad (欧) \tag{6-15}$$

副绕组A的起动电流为

$$\dot{I}_{A(st)} = \frac{\dot{U}}{Z_{A(st)}} \quad (安) \tag{6-16}$$

副绕组起动电流的相位角为

$$\theta_{A(st)} = \mathrm{tg}^{-1}\frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}} \tag{6-17}$$

电网供给电动机的总起动电流$\dot{I}_{st}$等于$\dot{I}_{M(st)}$与$\dot{I}_{A(st)}$的相量和，如图6-2所示。I_{st}的大小为

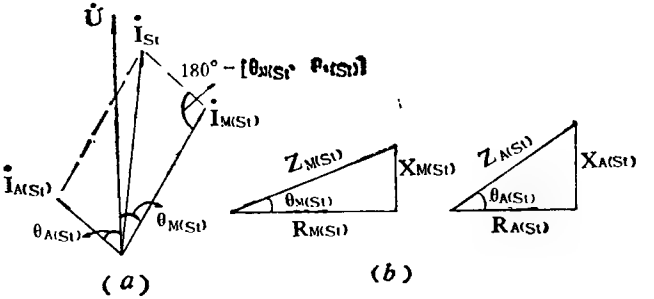


图6-2　起动电流相量与阻抗三角形

(a)起动电流相量　　(b)阻抗三角形

$$I_{st}=\sqrt{I_{M(st)}^2+I_{A(st)}^2-2I_{M(st)}I_{A(st)}\cos[180^\circ \cdots\rightarrow}$$

$$\leftarrow\cdots -(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})]$$

$$=I_{M(st)}\sqrt{1+\left(\frac{I_{A(st)}}{I_{M(st)}}\right)^2+2\frac{I_{A(st)}}{I_{M(st)}}\cos(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})} \tag{6-18}$$

因为

$$\frac{I_{A(st)}}{I_{M(st)}}=\frac{Z_{M(st)}}{Z_{A(st)}}$$

$$\cos(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})=\cos\theta_{M(st)}\cos\theta_{A(st)}+\sin\theta_{M(st)}\sin\theta_{A(st)}$$

$$=\frac{R_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\cdot\frac{R_{A(st)}}{Z_{A(st)}}+\frac{X_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\cdot\frac{X_{A(st)}}{Z_{A(st)}}$$

所以

$$1+\left(\frac{I_{A(st)}}{I_{M(st)}}\right)^2+2\frac{I_{A(st)}}{I_{M(st)}}\cos(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})$$

$$=1+\left(\frac{Z_{M(st)}}{Z_{A(st)}}\right)^2+2\frac{Z_{M(st)}}{Z_{A(st)}}\cdot\frac{R_{M(st)}R_{A(st)}+X_{M(st)}X_{A(st)}}{Z_{M(st)}Z_{A(st)}}$$

$$=\frac{1}{Z_{A(st)}^2}(Z_{A(st)}^2+Z_{M(st)}^2+2R_{A(st)}R_{M(st)}+2X_{A(st)}X_{M(st)})$$

$$=\frac{1}{Z_{A(st)}^2}[(R_{M(st)}+R_{A(st)})^2+(X_{M(st)}+X_{A(st)})^2] \tag{6-19}$$

将式(6-19)代入式(6-18),得出

$$I_{st}=I_{M(st)}\frac{\sqrt{(R_{M(st)}+R_{A(st)})^2+(X_{M(st)}+X_{A(st)})^2}}{Z_{A(st)}}\text{(安)} \tag{6-20}$$

根据式(4-107)，起动时电动机的合成电磁功率为

$$P_{M(st)} = P_{M(st)+} - P_{M(st)-}$$
$$= 2(R_{f(st)} + R_{b(st)})aI_{M(st)}I_{A(st)}\sin\beta_{(st)}$$

式中

$$\beta_{(st)} = \theta_{M(st)} - \theta_{A(st)}$$

因为起动时，

$$S = 1$$

$$R_{f(st)} = R_{b(st)} = \frac{1}{2}R_K = \frac{1}{2}C_R r'_{M2}$$

所以有

$$P_{M(st)} = 2aC_R r'_{M2} I_{M(st)} I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)}) \text{（同步瓦）} \tag{6-21}$$

起动转矩为

$$M_{st} = 0.975 P_{M(st)} \frac{1}{n_1} \text{（公斤·米）}$$

$$= \frac{0.975 \times 2aC_R r'_{M2} I_{M(st)} I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})}{n_1} \tag{6-22}$$

已知电动机的额定转矩

$$M_e = \frac{0.975 P_{2e}}{(1-s)n_1}$$

则得到起动转矩倍数为

$$T_{st}^* = \frac{M_{st}}{M_e}$$

$$= \frac{2(1-S)aC_R r'_{M2} I_{M(st)} I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})}{P_{2e}} \text{（倍）}$$

(6-23)

起动时移相电容器上的电压降为

$$U_{c(st)} = I_{A(st)} Z_c$$

$$\approx I_{A(st)} x_c \text{（伏）} \qquad (6\text{-}24)$$

从本节起动特性的一系列计算公式中看到，当已经知道（设计计算或试验测取）主绕组 M 的各有关参数后，公式中就只包含三个未知量：a、$I_{A(st)}$、$\theta_{A(st)}$。这三个量都是与副绕组 A 密切相关的，它们决定了副绕组的正确设计和起动元件的正确选择。

由上述电容运转电动机起动特性的计算公式出发，就可以进而对电容起动与电阻分相电动机的起动性能进行分析及计算。

§6-3 单相电容起动异步电动机的起动特性

一、起动电容的选择

起动电容器的阻抗为 $Z_c = r_c - jx_c$，由于绝缘质量的提高，电容器的泄漏电阻 r_c 很小，可以忽略，认为 $Z_c \approx -jx_c$。

由式(6-15)及(6-16)可知

$$I_{A(st)} = \frac{U}{Z_{A(st)}} = \frac{U}{R_{A(st)}} \cdot \frac{R_{A(st)}}{\sqrt{R^2_{A(st)} + X^2_{A(st)}}}$$

$$= \frac{U}{R_{A(st)}}\cos\theta_{A(st)} \tag{6-25}$$

当副绕组 A 的数据已经设计计算出之后，即匝比 a 及副绕组的视在起动总电阻 $R_{A(st)} = r_{A1} + a^2C_R r'_{M2(st)}$ 为固定不变的，而视在起动总电抗 $X_{A(st)} = (a^2X_{M(st)} - x_c)$ 中的 x_c 是唯一可以变化的参数，这说明，为了达到要求的起动指标，电容量 C 的选择是核心问题。

由式(6-25)可知，当 $X_{A(st)} = a^2X_{M(st)} - x_c = 0$ 时，则 $x_c = a^2X_{M(st)}$，$\cos\theta_{A(st)} = 1$。于是有最大起动电流

$$\dot{I}_{A(st)m} = \frac{\dot{U}}{R_{A(st)}} \tag{6-26}$$

随着 x_c 的变化，$X_{A(st)} = a^2X_{M(st)} - x_c \neq 0$ 了，$\dot{I}_{A(st)}$ 的大小和相位都随 x_c(即 $X_{A(st)}$)发生变化。根据电工原理中电流圆图的理论，当电压 $\dot{U}$、电阻 $R_{A(st)}$ 为恒定，$X_{A(st)}$ 为变量时，电流 $\dot{I}_{A(st)}$ 相量端点的轨迹是以 $\dot{I}_{A(st)m} = \frac{\dot{U}}{R_{A(st)}}$ 为直径的圆，且相量 $\dot{I}_{A(st)m}$ 与电压 $\dot{U}$ 同相位。

根据(6-11)、(6-12)、(6-16)、(6-17)、(6-25)各式，电容起动电动机的电流圆如图 6-3 所示。

图 6-3 中主绕组 M 的起动电流 $\dot{I}_{M(st)}$ 滞后电压 $\dot{U}$ 的相位角为 $\theta_{M(st)} = \mathrm{tg}^{-1}\frac{X_{M(st)}}{R_{M(st)}}$。副绕组 A 的最大起动电流($x_{A(st)} = 0$时) $\dot{I}_{A(st)m} = \frac{\dot{U}}{R_{A(st)}}$ 与电压 $\dot{U}$ 同相位。当 $X_{A(st)} = a^2X_{M(st)} - x_c \neq 0$ 时，容性电流为

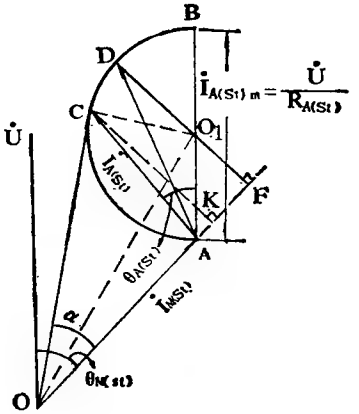


图 6-3　电容起动电动机的电流圆

$$\dot{I}_{A(st)} = \frac{\dot{U}}{R_{A(st)} - jX_{A(st)}}$$

$\dot{I}_{A(st)}$领前电压 $\dot{U}$ 的相位角为

$$\theta_{A(st)} = \mathrm{tg}^{-1}\frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}}$$

相量 $\dot{I}_{A(st)}$ 的端点处在电流圆上的某一点 C。

电动机的起动线电流 $\dot{I}_{st}$ 为 $\dot{I}_{M(st)}$与 $\dot{I}_{A(st)}$之相量和

$$\dot{I}_{st} = \dot{I}_{M(st)} + \dot{I}_{A(st)} \qquad (6\text{-}27)$$

由(6-22)式决定了起动转矩为

$$M_{st} = \frac{0.975 \times 2aC_R r'_{M2} I_{M(st)} I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})}{n_1}$$

因为 x_c 变化时，$\dot{I}_{A(st)}$的大小与相位均发生变化，即 $I_{A(st)}\sin$

$(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})$随 x_c 而变化，故 M_{st} 也随 x_c 发生变化。显然，当$I_{A(st)}\sin(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})$最大时，$M_{st}$ 最大。

图 6-3 中，线段$\overline{CK}$为三角形 OAC 的高，且有

$$\begin{aligned}\overline{CK} &= \overline{AC}\sin\angle CAF \\ &= I_{A(st)}\sin(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)}) \end{aligned} \tag{6-28}$$

C 点的 M_{st} 由$\overline{CK}=I_{A(st)}\sin(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})$来决定。

$\overline{AF}$是电流圆的一个弦，由圆周上的点向此弦引垂直线时，显然通过圆心 O_1 的垂线$\overline{DF}$最大，即$\overline{DF}$代表变量$I_{A(st)}\sin(\theta_{M(st)}-\theta_{A(st)})$的最大值，说明 D 点具有最大起动转矩。对应于 D 点的 $\dot{I}_{A(st)}$ 的相位角为 $\theta_{A(st)}=\angle DAB$。

起动转矩与起动电流的比值$\frac{M_{st}}{I_{st}}$为品质因数，可以用图 6-3 中的$\frac{\overline{CK}}{\overline{OC}}$表示。由图知

$$\frac{\overline{CK}}{\overline{OC}}=\sin\alpha \tag{6-29}$$

当$\overline{OC}$为圆的切线时，$\sin\alpha$ 最大，说明在 C 点起动时具有最高品质因数。

1．产生最大起动转矩的电容值

已知电流圆上 D 点产生最大起动转矩。且有

$$\angle DO_1B=\angle AO_1F=90^\circ-\angle FAO_1=90^\circ-\theta_{M(st)}$$

$$\angle DAB=\frac{1}{2}(90^\circ-\theta_{M(st)})=-\theta_{A(st)} \tag{6-30}$$

由倍角的三角公式知道

$$\sin^2\alpha = \frac{1}{2}(1-\cos 2\alpha)$$

$$\cos^2\alpha = \frac{1}{2}(1+\cos 2\alpha)$$

则得到

$$\sin^2\frac{90^\circ-\theta_{M(st)}}{2} = \frac{1}{2}[1-\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})]$$

$$\cos^2\frac{90^\circ-\theta_{M(st)}}{2} = \frac{1}{2}[1+\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})]$$

$$\mathrm{tg}^2\frac{90^\circ-\theta_{M(st)}}{2} = \frac{1-\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})}{1+\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})} \qquad (6\text{-}31)$$

由式(6-30)与式(6-31)有

$$\mathrm{tg}(-\theta_{A(st)}) = \mathrm{tg}\frac{90^\circ-\theta_{M(st)}}{2}$$

$$= \sqrt{\frac{1-\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})}{1+\cos(90^\circ-\theta_{M(st)})}}$$

$$= \sqrt{\frac{1-\sin\theta_{M(st)}}{1+\sin\theta_{M(st)}}} \qquad (6\text{-}32)$$

因为

$$\left.\begin{aligned}\sin\theta_{M(st)} &= \frac{X_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\\ \mathrm{tg}(-\theta_{A(st)}) &= \frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}}\end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}33)$$

将式(6-33)代入式(6-32),则得出

$$\mathrm{tg}(-\theta_{A(st)}) = \frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}} = \frac{R_{M(st)}}{Z_{M(st)} + X_{M(st)}}$$

于是有

$$X_{A(st)} = \frac{R_{A(st)} R_{M(st)}}{Z_{M(st)} + X_{M(st)}} \qquad (6\text{-}34)$$

式(6-34) 给出了产生最大起动转矩时，副绕组 A 中应具有的电抗总值。

知道

$$x_{A(st)} = a^2 x_{M(st)} - x_C$$

则

$$x_C = a^2 X_{M(st)} - X_{A(st)}$$

$$= a^2 X_{M(st)} - \frac{R_{A(st)} R_{M(st)}}{Z_{M(st)} + X_{M(st)}} \qquad (6\text{-}35)$$

又知道

$$a^2 X_{M(st)} = x_{A1(st)} + 2a^2 x_{f(st)}$$

所以

$$x_C = x_{A1(st)} + 2a^2 X_{f(st)} - \frac{R_{A(st)} R_{M(st)}}{Z_{M(st)} + X_{M(st)}} \qquad (6\text{-}36)$$

由式(6-35)、(6-36)，得到产生最大起动转矩时，串接在副绕组 A 中的电容量为

$$C = \frac{10^6}{2\pi f_1 x_C} \quad (\text{微法})$$

2. 获得最高品质因数时的电容量

前已论述在图 6-3 中当 $\overline{OC}$ 是圆的切线时，C 点具有最高品质因数。由图 6-3 知道 $\triangle OO_1C$ 为直角三角形。

$$\overline{OC}^2 = \overline{OO_1}^2 - \overline{O_1C}^2 = \overline{OO_1}^2 - \overline{AO_1}^2 \tag{6-37}$$

由余弦定理得到

$$\overline{OO_1}^2 = \overline{OA}^2 + \overline{AO_1}^2 + 2\overline{OA} \cdot \overline{O_1A}\cos\theta_{M(st)} \tag{6-38}$$

将式(6-38)代入式(6-37),有

$$\overline{OC}^2 = \overline{OA}^2 + 2\overline{OA} \cdot \overline{O_1A} \cdot \cos\theta_{M(st)}$$

即

$$I_{St}^2 = I_{M(st)}^2 + 2I_{M(st)}\left(\frac{1}{2} \quad \frac{U}{R_{A(st)}}\right)\frac{R_{M(st)}}{Z_{M(st)}}$$

$$= I_{M(st)}^2 + I_{M(st)} \frac{U}{R_{A(st)}} \cdot \frac{R_{M(st)}}{Z_{M(st)}}$$

$$= I_{M(st)}^2 \left(1 + \frac{R_{M(st)}}{R_{A(st)}}\right)$$

$$I_{st} = I_{M(st)}\sqrt{1 + \frac{R_{M(st)}}{R_{A(st)}}} \tag{6-39}$$

所以

$$R_{A(st)} = \frac{R_{M(st)}}{\left(\frac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2 - 1} \tag{6-40}$$

将式(6-20)、(6-39) 联立求解，得出

$$X_{A(st)} = \frac{X_{M(st)}R_{A(st)} - Z_{M(st)}\sqrt{R_{A(st)}(R_{M(st)} + R_{A(st)})}}{R_{M(st)}}$$

$$= \frac{X_{M(st)} - Z_{M(st)}\sqrt{\frac{R_{M(st)} + R_{A(st)}}{R_{A(st)}}}}{R_{M(st)}/R_{A(st)}} \tag{6-41}$$

将式(6-39)、(6-40)代入式(6-41)，得出

$$X_{A(st)}=\frac{X_{M(st)}-Z_{M(st)}\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}}{\left(\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2-1} \tag{6-42}$$

将式(6-42) 代入式(6-35)，有

$$x_C=a^2X_{M(st)}-X_{A(st)}$$

$$=a^2X_{M(st)}-\frac{X_{M(st)}-Z_{M(st)}\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}}{\left(\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2-1} \tag{6-43}$$

如果将 $a^2x_{M(st)}$ 代入式(6-43)，又有

$$x_C=(x_{A1(st)}+2a^2X_{f(st)})$$

$$-\frac{X_{M(st)}-Z_{M(st)}\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}}{\left(\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2-1} \tag{6-44}$$

因此，获得最高品质因数时，副绕组A应串接的起动电容量为

$$C=\frac{10^6}{2\pi f_1 x_C}\quad(\text{微法}) \tag{6-45}$$

二、有效匝数比 a 的选择

对于电容起动电动机，为了得到较好的起动特性，除必须合理选择电容 C 外，匝比 a 的选择同样是重要的因素。

当为要产生最大起动转矩时，匝比 a 的选取可以仿照电

容运转电动机的分析结果预先确定，即使$a=\frac{x_{M1(st)}+2X_{f(st)}}{r_{M1}+2R_{f(st)}}$

$=\mathrm{tg}\theta_{M(st)}$，将此 a 值代入式(6-35)，就可以确定 x_c 及 C。这样就满足了起动时($S=1$)产生圆形旋转磁场的条件，从而会产生最大的起动转矩。

当给定了起动电流倍数，要求有最高起动品质因数时，匝比 a 决定于副相的电阻 $R_{A(st)}$。由式(6-40)已知 $R_{A(st)}$ 与起动电流的关系为

$$R_{A(st)}=-\frac{R_{M(st)}}{\left(\frac{I_{tS}}{I_{M(st)}}\right)^2-1} \qquad (6\text{-}46)$$

式(6-13)给出了副绕组 A 的起动总电阻 $R_{A(st)}$，将式(6-46)代入式(6-13)求解，就可以确定最高品质因数时应有的匝比 a 值。

设计实践给出，电容起动电动机的匝比 a，通常为 0.7～1.2。因为 $x_c=a^2X_{M(st)}-X_{A(st)}$，所以 a 大，x_c 就大，C 就越小，同时使电容器的电压降 U_c 增高。由于副绕组只在起动瞬间通电，为了节约用铜量，电流密度设计得比主绕组大几倍。这时主、副绕组导线截面积之比不等于匝数比 a，同时为了提高电动机运行时的出力，主绕组通常占有定子槽数的 $\frac{2}{3}$，即 120° 相带，副绕组占有定子槽数的 $\frac{1}{3}$，即 60° 相带。

§6-4 单相电阻起动异步电动机的起动特性

一、起动电阻的选择

副绕组 A 中串接起动电阻时，与上节讨论的串接电容时相比较，相当于阻抗 $Z_c = r_c - jx_c$ 中的电抗 $x_c = 0$。这时副绕组A 的视在起动总电抗为不变的恒值，即

$$X_{A(st)} = a^2 X_{M(st)}$$

副绕组 A 的视在起动总电阻为一个随 r_c 变化的量，其值由(6-13)式确定。于是

副绕组的起动电流(见 6-3 式) 为

$$\begin{aligned} I_{A(st)} &= \frac{U}{\sqrt{R_{A(st)}^2 + X_{A(st)}^2}} \\ &= \frac{U}{X_{A(st)}} \cdot \frac{X_{A(st)}}{\sqrt{R_{A(st)}^2 + x_{A(st)}^2}} \\ &= \frac{U}{X_{A(st)}} \sin\theta_{A(st)} \end{aligned} \qquad (6\text{-}47)$$

副绕组 A 已经设计确定之后，a、$X_{A(st)}$就被固定下来，唯有 $R_{A(st)}$ 随 r_c 而变化。

当 $R_{A(st)} = 0$ 时，$\sin\theta_{A(st)} = 1$，且电流有最大值

$$\dot{I}_{A(st)} = \frac{\dot{U}}{X_{A(st)}} = \dot{I}_{A(st)m}$$

$\dot{I}_{A(st)m}$的相位滞后于电压 $\dot{U}90°$。

当 $R_{A(st)} \neq 0$ 时，随着 r_c 的变化，由式(6-47)决定的电

流 $\dot{I}_{A(st)}$ 的大小与相位都发生变化，其电流相量 $\dot{I}_{A(st)}$ 端点的轨迹为以最大电流 $I_{A(st)m}$ 为直径的圆。电阻分相电动机的起动电流圆如图 6-4 所示。图中圆的直径 $\overline{AB} = I_{A(st)\,m} = \dfrac{U}{X_{A(st)}}$。主绕组 M 的起动电流 $\dot{I}_{M(st)}$，用线段 $\overline{OA}$ 表示，

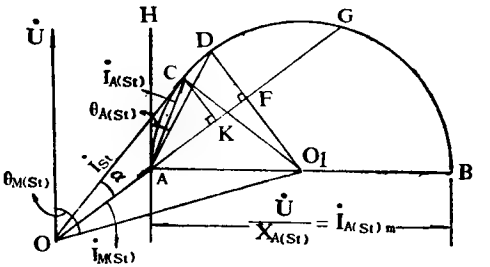


图 6-4　电阻起动电动机的电流圆

$\dot{I}_{M(st)}$ 滞后于电压 $\dot{U}$ 的相位角为 $\theta_{M(st)} = \mathrm{tg}^{-1}\dfrac{X_{M(st)}}{R_{M(st)}}$。任意 r_c 时副绕组 A 中的起动电流为 $\dot{I}_{A(st)}$，并滞后于电压 $\dot{U}$ 的相位角为 $\theta_{A(st)} = \mathrm{tg}^{-1}\dfrac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}}$，$\dot{I}_{A(st)}$ 用线段 $\overline{AC}$ 表示。总起动电流 $\dot{I}_{st} = \dot{I}_{M(st)} + \dot{I}_{A(ts)}$，由 $\overline{OC}$ 表示。

由(6-22)式知道，起动转矩 M_{st} 为

$$M_{st} = \frac{0.975 \times 2aC_R r'_{M2} I_{M(st)} I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})}{n_1}$$

$$= C_M I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})$$

式中

$$C_M = \frac{0.975 \times 2aC_E r'_{M2} I_{M(st)}}{n_1}$$

是定值，故有 $M_{st} \propto I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})$ 的结论。

通过圆心 O_1 引直线 $\overline{O_1 D}$ 与弦 $\overline{AG}$ 垂直，显然 $\overline{DF}$ 代表 $I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})$ 的最大值，这说明 D 点是具有最大起动转矩的起动点。

由图 6-4 可以知道，起动的最高品质因数应为

$$\frac{M_{st}}{I_{st}} = \frac{C_M I_{A(st)} \sin(\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)})}{I_{st}}$$

$$= \sin\alpha \qquad (6\text{-}48)$$

当线段 $\overline{OC}$ 与电流圆相切时，$\angle COA$ 为最大 α 角，即 $\sin\alpha$ 值最大，所以肯定 C 点是具有最高品质因数时的起动点。

1．产生最大起动转矩时的电阻值

对应于图 6-4 圆上的 D 点，由几何关系可知

$$\overset{\frown}{AD} = \frac{1}{2}\overset{\frown}{AG}, \angle HAG = 2\angle DAG,$$

即

$$\theta_{A(st)} = \frac{1}{2}\theta_{M(st)}$$

$$\mathrm{tg}\theta_{A(st)} = \mathrm{tg}\left[\frac{1}{2}\theta_{M(st)}\right] \qquad (6\text{-}49)$$

由半角的三角函数式可知

$$\operatorname{tg}\left[\frac{1}{2}\theta_{M(st)}\right]=\frac{1-\cos\theta_{M(st)}}{\sin\theta_{M(st)}} \tag{6-50}$$

又知道

$$\left.\begin{aligned}\operatorname{tg}\theta_{A(st)}&=\frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}}\\ 1-\cos\theta_{M(st)}&=1-\frac{R_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\\ &=\frac{Z_{M(st)}-R_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\\ \sin\theta_{M(st)}&=\frac{X_{M(st)}}{Z_{M(st)}}\end{aligned}\right\} \tag{6-51}$$

将式(6-50)、(6-51)代入式(6-49)，有

$$\frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}}=\frac{Z_{M(st)}-R_{M(st)}}{X_{M(st)}}$$

所以

$$R_{A(st)}=\frac{X_{A(st)}X_{M(st)}}{Z_{M(st)}-R_{M(st)}} \tag{6-52}$$

为了产生最大起动转矩，副绕组A中应串入的起动电阻为

$$\begin{aligned}r_c&=R_{A(st)}-(r_{A1}+a^2C_Rr'_{M2})\\ &=\frac{X_{A(st)}X_{M(st)}}{Z_{M(st)}-R_{M(st)}}-(r_{A1}+a^2C_Rr'_{M2})\end{aligned} \tag{6-53}$$

2．具有最高品质因数时的电阻值

已知当$\dot{I}_{st}$的端点为圆的切点C时具有最高品质因数。由图6-4的下列几何关系

$$\overline{OC}^2=\overline{OO_1}^2-\overline{O_1C}^2=\overline{OO_1}^2-\overline{AO_1}^2$$

$$\overline{OO_1}^2 = \overline{OA}^2 + AO_1^2 + 2OA \cdot AO_1 \cos\angle OAO_1$$

$$\cos\angle OAO_1 = \cos\angle O_1AG = \cos(90° - \theta_{M(st)})$$

$$= \sin\theta_{M(st)}$$

得到

$$\overline{OC}^2 = \overline{OA}^2 + 2\overline{OA} \cdot \overline{AO_1}\sin\theta_{M(st)}$$

即是

$$I_{st}^2 = I_{M(st)}^2 + 2I_{M(st)} \cdot \frac{1}{2}\left(\frac{U}{X_{A(st)}}\right)\frac{X_{M(st)}}{Z_{M(st)}}$$

$$= I_{M(st)}^2 + I_{M(st)}\frac{U}{Z_{M(st)}} \cdot \frac{X_{M(st)}}{X_{A(st)}}$$

$$= I_{M(st)}^2\left(1 + \frac{X_{M(st)}}{X_{A(st)}}\right)$$

$$I_{st} = I_{M(st)}\sqrt{\frac{X_{A(st)} + X_{M(st)}}{X_{A(st)}}} \qquad (6\text{-}54)$$

或

$$X_{A(st)} = \frac{X_{M(st)}}{\left(\frac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2 - 1} \qquad (6\text{-}55)$$

将式(6-20)与式(6-54)联立求解，得到

$$R_{A(st)} = \frac{R_{M(st)}X_{A(st)} + Z_{M(st)}\sqrt{X_{A(st)}(X_{M(st)} + X_{A(st)})}}{X_{M(st)}}$$

$$= \frac{R_{M(st)} + Z_{M(st)}\sqrt{\frac{X_{A(st)} + X_{M(st)}}{X_{A(st)}}}}{X_{M(st)}\sqrt{X_{A(st)}}} \qquad (6\text{-}56)$$

将式(6-54)、(6-55)代入(6-56)，有

$$R_{A(st)}=\frac{R_{M(st)}+Z_{M(st)}\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}}{\left(\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2-1} \tag{6-57}$$

于是，具有最高品质因数时，副绕组应串入的起动电阻为

$$r_C=R_{A(st)}-(r_{A1}+a^2C_Rr'_{M2})$$

$$=\frac{R_{M(st)}+Z_{M(st)}\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}}{\left(\dfrac{I_{st}}{I_{M(st)}}\right)^2-1}-(r_{A1}+a^2C_Rr'_{M2}) \tag{6-58}$$

二、匝数比a的选择

当确定了起动电流倍数时，为使电阻分相电动机具有最高品质因数，匝比 a 由副绕组 A 的总电抗决定，即由式(6-55)得到 $X_{A(st)}$，再由 $X_{A(st)}=a^2x_{M(st)}$ 计算出匝比为

$$a=\sqrt{\frac{X_{A(st)}}{X_{M(st)}}} \tag{6-59}$$

对于电阻分相电动机，为了获得最大的起动转矩，减小匝比 a 是有利的，因为 $X_{A(st)}$ 正比于 a^2，$R_{A(st)}$ 正比于 a，当 a 下降时，$X_{A(st)}$ 较 $R_{A(st)}$ 下降得更快，使 $\theta_{A(st)}$ 更小，分相效果更好。一般匝比 a 在 0.4～0.7 范围内选取。见表6-1。

副绕组 A 仅在起动阶段短时通电，为了节约用铜，同时增大 r_{A1} 以提高分相效果，导线截面积取得较小，电流密度较高。

表 6-1

电动机类型	a值	说明
电阻分相电动机	0.4～0.7	a 值增大而副绕组线径不变时，M_{st} 下降，$I_{A(st)}$ 下降，槽满率提高
电容起动电动机	0.7～1.2	当副绕组为容性电流时，若 a 增大而电容 C 不变时，则 M_{st}、I_{st}、U_c 均增大。为减小 I_{st}和U_c而又不需增大 M_{st} 时，可使C减小
电容运转电动机	1.0～2	一般当电容 C 不变时，a 值增大则起动转矩增大

§6-5 产生同步附加转矩的谐波分析

在生产实践中知道，单相异步电动机的一个重要特点就是起动转矩的大小随定、转子相对位置不同而变化，其原因是由于谐波磁场产生的同步附加转矩而引起的。在单相异步电动机中，主相绕组和副相绕组除了产生基波磁场之外，还要产生一系列的谐波磁场。这些定子谐波磁场切割转子绕组，在转子绕组中产生谐波电流，因而转子绕组也要产生一系列谐波磁场。由电机原理知道，定、转子谐波磁场产生同步附加转矩的条件是：①定、转子谐波磁场的次数相同；②定、转子谐波磁场的转速相等。因此，如果定子的 ν_a 次谐波

磁场感应产生一转子 μ_a 次谐波，这转子上的 μ_a 次谐波如果同定子上的另一 ν_b 次谐波之间符合上面的两个条件，就会产生同步附加转矩。对电动机的起动这一特定状态而言，只要定、转子的谐波磁场次数相同，即只要 $\nu_b=\mu_a$，由于转子的转速 $n=0$，则定、转子谐波磁场的转速一定相等，即必定存在 $n_b=n_a$。这就说明，在电机的起动瞬间，只要定、转子谐波次数相同，一定会产生同步附加转矩。

按照一般同步电机的概念可知，同步转矩的大小会随定、转子磁场之间的相对位置而发生变化，令 θ 为定、转子磁场间的夹角，M_{max} 为同步转矩的最大值，则同步转矩的大小可由下式表示

$$M=M_{max}\sin\theta$$

当 θ 在 0°～180° 范围内，同步转矩为正值，可帮助电机起动，使起动转矩增大。而当 θ 在 180°～360° 范围内，同步转矩为负值，就妨碍电机的起动，使起动转矩减小。所以，当定、转子的相对位置变化时，定、转子谐波磁场之间的夹角 θ 在改变，同步附加转矩的大小和方向都在改变，使得单相异步电动机的起动转矩随转子位置而波动。单相电阻起动的电动机，主、副两相的磁势不对称，磁场椭圆度大，谐波严重，同步附加转矩大，起动转矩随定、转子相对位置变化而波动的幅度也比较大。而单相电容起动的异步电动机，只要移相电容器 C 选配比较合适，两相合成的旋转磁场就会接近于圆形，谐波磁场较小，产生的同步附加转矩并不严重，所以，起动转矩随定、转子相对位置的不同而波动较小。

已知当单相异步电动机对称运行时，定子磁场的谐波次数为

$$\nu = 4K + 1$$

而在不对称运行时，定子谐波磁场次数则为

$$\nu = \pm(4K + 1)$$

转子的磁场谐波次数由下面的公式决定：

$$\mu = K\frac{Q_2}{p} + \nu$$

以上各式中，其符号的意义如下：

K——为零与正、负整数；

Q_2——转子齿数；

p——基波磁极对数；

ν——定子谐波次数；

μ——转子谐波次数。

为了说明如何确定产生同步附加转矩的谐波次数，我们用一个具体电动机来进行分析。这个电动机的数据为：4极，定子齿数$Q_1 = 24$，转子齿数$Q_2 = 18$。

当两相绕组不对称运行时，定、转子磁场的谐波次数如表6-2所示。从表中数据可以看出：正向旋转的基波分量($\nu = +1$)产生的 -17 及 $+19$ 次转子谐波，将同定子的 -17 次及 $+19$ 次谐波相互作用而产生同步附加转矩。反向旋转的基波分量($\nu = -1$)产生的 $+17$ 次及 -19 次转子谐波，将同定子的 $+17$ 次及 -19 次谐波相作用而产生同步附加转矩。从表6-2还可以看出，两相绕组不对称运行时，几乎每一次定子谐波所产生的转子奇数谐波都能和另一次定子谐波

相作用而产生同步附加转矩，因此，电动机的起动转矩随定、转子相对位置的不同而波动的情况，是比较严重的。

表 6-2

定子谐波 ν	转子谐波 μ				
	$k=0$	$k=-1$	$k=+1$	$k=-2$	$k=+2$
+1	+1	−8	+10	−17	+19
−1	−1	−10	+8	−19	+17
+3	+3	−6	+12	−15	+21
−3	−3	−12	+6	−21	+15
+5	+5	−4	+14	−13	+23
−5	−5	−14	+4	−23	+13
+7	+7	−2	+16	−11	+25
−7	−7	−16	+2	−25	+11
+9	+9	0	+18	−9	+27
−9	−9	−18	0	−27	+9

续表

定子谐波 ν	转子谐波 μ				
	$k=0$	$k=-1$	$k=+1$	$k=-2$	$k=+2$
+11	+11	+2	+20	−7	+29
−11	−11	−20	−2	−29	+7
+13	+13	+4	+22	−5	+31
−13	−13	−22	−4	−31	+5
+15	+15	+6	+24	−3	+33
−15	−15	−24	−6	−33	+3
+17	+17	+8	+26	−1	+35
−17	−17	−26	−8	−35	+1
+19	+19	+10	+28	+1	+37
−19	−19	−28	−10	−37	−1
+21	+21	+12	+30	+3	+39
−21	−21	−30	−12	−39	−3
+23	+23	+14	+32	+5	+41
−23	−23	−32	−14	−41	−5
+25	+25	+16	+34	+7	+43
−25	−25	−34	−16	−43	−7

当该电动机处于两相绕组对称运行时，则定、转子磁场谐波次数如表 6-3 所示。对于这个实际电动机而言，从表 6-3 中

表 6-3

定子谐波 ν	转子谐波 μ				
	$k=0$	$k=-1$	$k=+1$	$k=-2$	$k=+2$
+1	+1	−8	+10	−17	+19
−3	−3	−12	+6	−21	+15
+5	+5	−4	+14	−13	+23
−7	−7	−16	+2	−25	+11
+9	+9	0	+18	−9	+27
−11	−11	−20	−2	−29	+7
+13	+13	+4	+22	−5	+31
−15	−15	−24	−6	−33	+3
+17	+17	+8	+26	−1	+35
−19	−19	−28	−10	−37	−1
+21	+21	+12	+30	+3	+39
−23	−23	−32	−14	−41	−5
+25	+25	+16	+34	+7	+43

可以看出，每一次定子谐波磁场所产生的转子谐波，都不可能与另一次定子谐波相作用而产生同步附加转矩，因此起动转矩是会比较平稳的，其大小将不会随定、转子相对位置的变

化而波动。

为了改善单相异步电动机的起动特性，应正确设计主、副相绕组的参数，选配合适的移相电容器 C，力求在起动时使两相绕组的磁势处于对称状态，即起动时产生圆形旋转磁场。但是，在单相异步电动机中很难做到对称运行，所以，为了削弱谐波磁场及其同步附加转矩，常用的有效措施就是定子采用正弦绕组而转子采用斜槽。

§6-6 为削弱同步附加转矩应忌用的转子槽数

在单相异步电动机中，谐波磁场引起的同步附加转矩有两种，一种叫激磁式同步附加转矩，一种叫磁阻式同步附加转矩。定子边的某一 ν_a 次谐波磁场在转子导体中感生电流后，该电流产生的转子边 μ_a 次谐波磁场，如果与定子边的另一 ν_b 次谐波磁场极数相等、在空间相对静止（或转速相同），就会产生同步附加转矩。因为转子 μ_a 次谐波磁场是由定子磁场感应电流产生的，故这种同步附加转矩称为激磁式的。由电机原理知道，凸极式同步电动机如果不装设激磁绕组，就变成了磁阻式同步电动机，这时电磁转矩是靠直轴（d 轴）和交轴（q 轴）磁路磁阻不同而产生的，称其为磁阻式同步转矩。由于磁力线总是力图寻求并保持一条磁阻最小的路径，磁路磁阻随转子相对定子磁场间的位移变化得愈大，则转子随磁场同步旋转时引起的磁阻同步转矩愈大。为了充分利用磁阻变化产生转矩的效应，一般磁阻式同步电动机的转子多做成凸极形状，并且使凸极极数与定子磁场的极数相

等。

在单相异步电动机中，如果撇开鼠笼转子导条中的电流不予考虑，那么开口的齿槽结构转子铁心，在定子谐波磁场中的作用，便与磁阻式凸极转子同步电动机的情况十分相似，并将在异步电动机中引起相应的同步附加转矩，对电动机的起动是很不利的。

下面分别研究为削弱激磁式、磁阻式同步附加转矩时，转子应忌用的槽数 Q_2。

一、为削弱激磁式同步附加转矩应忌用的转子槽数

在第三章已经研究指出，单相异步电动机的两相磁势不对称时，定子边谐波磁场的次数为 $\nu=\pm(4K\mp1)$，$K=1、2、3\cdots$。其中 $+(4K\mp1)$ 次是正转谐波磁场，$-(4K\mp1)$ 次是反转谐波磁场。若令 $K=0$，则 $\nu=\pm1$，即代表正、反转的基波磁场次数。定子正转基波磁场在转子导条中感应电流，形成的转子基本齿谐波次数为 $\mu=\left(\frac{Q_2}{p}\pm1\right)$，其中 $\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)$ 次为正转齿谐波磁场，$\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)$ 次为反转齿谐波磁场；定子反转基波磁场在转子导条中感应电流、形成的转子基本齿谐波次数为 $\mu'=\left(\frac{Q_2}{p}\pm1\right)'$，其中 $\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)'$ 为正转，$\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)'$ 为反转。

根据激磁式同步附加转矩产生的条件(①定、转子谐波磁

场的次数相同；②定、转子谐波磁场的转速相等）、导出（推证从略）可能产生激磁式同步附加转矩时的转子槽数 Q_2 以及出现该附加转矩时相应转速 $\mathring{n}$ 的条件如下：

当 $+(4K+1)=\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)$，$+(4K-1)=\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= 4Kp \\ \mathring{n} &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad ①$$

当 $+(4K+1)=\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)'$，$-(4K+1)=\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= (4K+2)p \\ \mathring{n} &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad ②$$

当 $+(4K-1)=\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)$，$-(4K-1)=\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)'$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= (4K-2)p \\ \mathring{n} &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad ③$$

当 $+(4K+1)=\left(\frac{Q_2}{p}+1\right)'$，$+(4K-1)=\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= 4Kp \\ \mathring{n} &= \frac{n_1}{2K} \end{aligned}\right\} \quad ④$$

当 $\left.\begin{aligned} -(4K+1) &= \left(\frac{Q_2}{p}+1\right) \\ -(4K-1) &= \left(\frac{Q_2}{p}-1\right)' \end{aligned}\right\}$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= 4Kp \\ \mathring{n} &= \frac{-n_1}{2K} \end{aligned}\right\} \quad ⑤$$

当 $+(4K-1) = \left(\frac{Q_2}{p}+1\right)'$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= (4K-2)p \\ \mathring{n} &= \frac{n_1}{2K-1} \end{aligned}\right\} \quad ⑥$$

当 $-(4K-1) = \left(\frac{Q_2}{p}+1\right)$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= (4K-2)p \\ \mathring{n} &= \frac{-n_1}{2K-1} \end{aligned}\right\} \quad ⑦$$

当 $+(4K+1) = \left(\frac{Q_2}{p}-1\right)$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= (4K+2)p \\ \mathring{n} &= \frac{n_1}{2K+1} \end{aligned}\right\} \quad ⑧$$

当 $-(4K+1)=\left(\frac{Q_2}{p}-1\right)'$ 时，则有

$$\left.\begin{aligned} Q_2&=(4K+2)p\\ \mathring{n}&=\frac{-n_1}{2K+1}\end{aligned}\right\} \qquad ⑨$$

令 $K=1、2、3\cdots16$，并分别代入上面九个条件式计算之后，得到可能在 $\mathring{n}=0、\mathring{n}>0、\mathring{n}<0$ 三种情况下出现激磁式同步附加转矩的转子槽数 Q_2，列入表 6-4中。

原则上说，由于单相异步电动机主、副两相的相带不等，绕组多用单层的，两相电流的相位差又不是90°电角度，所以两相较严重地不对称，致使定子边 $\pm(4K\mp1)$次谐波磁场全部存在。因此，表 6-4 中列出的 Q_2 值几乎都可能形成激磁式同步附加转矩，仅仅是各次转矩的大小不同而已。由于单相异步电动机通常不在 $n<0$ 时运行，故表 6-4 中该栏下对应的 Q_2 值仍可以采用。另外，如果主、副相均采用正弦绕组，则定子边 $\nu=\pm(4K\pm1)$中就只有齿谐波磁场 $\nu'=\pm\left(\frac{Q_1}{p}\pm1\right)$次存在，这时对 Q_2 的限制就较表6-4 中列的范围减小了。

二、为削弱磁阻式同步附加转矩应忌用的转子槽数

根据本节开始阐述的磁阻式同步附加转矩形成的概念，齿槽结构的转子铁心，对于极距 $\tau_\nu=\frac{\tau_1}{\nu}$的定子高次谐波磁场

表 6-4

$\mathring{n}$																		
	⑨	$\mathring{n}=\frac{-n_1}{2k+1}$	$\frac{-n_1}{3}$	$\frac{-n_1}{5}$	$\frac{-n_1}{7}$	$\frac{-n_1}{9}$	$\frac{-n_1}{11}$	$\frac{-n_1}{13}$	$\frac{-n_1}{15}$	$\frac{-n_1}{17}$	$\frac{-n_1}{19}$	$\frac{-n_1}{21}$	$\frac{-n_1}{23}$	$\frac{-n_1}{25}$	$\frac{-n_1}{27}$	$\frac{-n_1}{29}$	$\frac{-n_1}{31}$	$\frac{-n_1}{33}$
	⑧	$\mathring{n}=\frac{n_1}{2k+1}$	$\frac{n_1}{3}$	$\frac{n_1}{5}$	$\frac{n_1}{7}$	$\frac{n_1}{9}$	$\frac{n_1}{11}$	$\frac{n_1}{13}$	$\frac{n_1}{15}$	$\frac{n_1}{17}$	$\frac{n_1}{19}$	$\frac{n_1}{21}$	$\frac{n_1}{23}$	$\frac{n_1}{25}$	$\frac{n_1}{27}$	$\frac{n_1}{29}$	$\frac{n_1}{31}$	$\frac{n_1}{33}$
	⑦	$\mathring{n}=\frac{-n_1}{2k-1}$	$-n_1$	$\frac{-n_1}{3}$	$\frac{-n_1}{5}$	$\frac{-n_1}{7}$	$\frac{-n_1}{9}$	$\frac{-n_1}{11}$	$\frac{-n_1}{13}$	$\frac{-n_1}{15}$	$\frac{-n_1}{17}$	$\frac{-n_1}{19}$	$\frac{-n_1}{21}$	$\frac{-n_1}{23}$	$\frac{-n_1}{25}$	$\frac{-n_1}{27}$	$\frac{-n_1}{29}$	$\frac{-n_1}{31}$
	⑥	$\mathring{n}=\frac{n_1}{2k-1}$	n_1	$\frac{n_1}{3}$	$\frac{n_1}{5}$	$\frac{n_1}{7}$	$\frac{n_1}{9}$	$\frac{n_1}{11}$	$\frac{n_1}{13}$	$\frac{n_1}{15}$	$\frac{n_1}{17}$	$\frac{n_1}{19}$	$\frac{n_1}{21}$	$\frac{n_1}{23}$	$\frac{n_1}{25}$	$\frac{n_1}{27}$	$\frac{n_1}{29}$	$\frac{n_1}{31}$
	⑤	$\mathring{n}=\frac{-n_1}{2k}$	$\frac{-n_1}{2}$	$\frac{-n_1}{4}$	$\frac{-n_1}{6}$	$\frac{-n_1}{8}$	$\frac{-n_1}{10}$	$\frac{-n_1}{12}$	$\frac{-n_1}{14}$	$\frac{-n_1}{16}$	$\frac{-n_1}{18}$	$\frac{-n_1}{20}$	$\frac{-n_1}{22}$	$\frac{-n_1}{24}$	$\frac{-n_1}{26}$	$\frac{-n_1}{28}$	$\frac{-n_1}{30}$	$\frac{-n_1}{32}$
	④	$\mathring{n}=\frac{n_1}{2k}$	$\frac{n_1}{2}$	$\frac{n_1}{4}$	$\frac{n_1}{6}$	$\frac{n_1}{8}$	$\frac{n_1}{10}$	$\frac{n_1}{12}$	$\frac{n_1}{14}$	$\frac{n_1}{16}$	$\frac{n_1}{18}$	$\frac{n_1}{20}$	$\frac{n_1}{22}$	$\frac{n_1}{24}$	$\frac{n_1}{26}$	$\frac{n_1}{28}$	$\frac{n_1}{30}$	$\frac{n_1}{32}$
	①②③	$\mathring{n}=0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

p	条件式	Q_1 \ K	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	①	$Q_2 = 4Kp$	4	8	12	16	20	24	28	32	36	40	44	48	52	56	60	64
2	④、⑤		8	16	24	32	40	48	56	64	72	80	88	96	104			
3			12	24	36	48	60	72	84	96	108							
1	②	$Q_2 = (4K + 2)p$	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42	46	50	54	58	62	66
2	⑥、⑦		12	20	28	36	44	52	60	68	76	84	92	100				
3			18	30	42	54	66	78	90	102								
1	③	$Q_2 = (4K - 2)p$	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42	46	50	54	58	62
2	⑧、⑨		4	12	20	28	36	44	52	60	68	76	84	92	100			
3			6	18	30	42	54	66	78	90	102							

而言，可以视为凸极式磁阻同步电动机的情况，尤其是槽口较大的转子。由图 6-5 可以看出，当转子齿数 Q_2 恰好等于

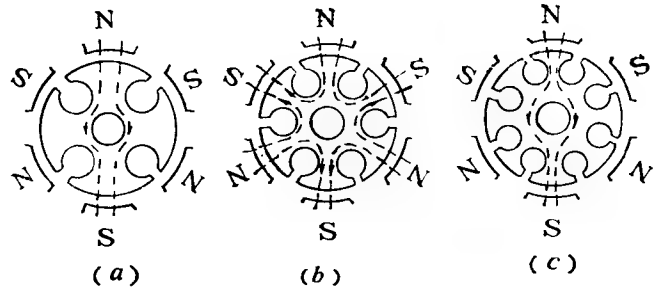


图 6-5　$2p_\nu = 6$ 时的 Q_2、ε 值示意图

(a) $Q_2 = 4$　　$\varepsilon = 2$　　(b) $Q_2 = 6$　　$\varepsilon = 6$　　(c) $Q_2 = 8$　　$\varepsilon = 2$

定子 ν(图中 $\nu = 3$)次谐波磁场的极数$2p_\nu$，或者更一般地说，当 Q_2 与 $2p_\nu$ 之间具有最大偶数公约数 ε 的情况，转子铁心上的齿磁路就可以为 ν 次谐波磁场的 N、S 极提供ε 条磁阻最小的通道。当 $Q_2 < 2p_\nu$ 时，磁阻最小的通道数 ε 最多等于 Q_2；当 $Q_2 > 2p_\nu$ 时，则 ε 最多等于 $2p_\nu$。显然，ε 值愈大，磁阻式同步附加转矩就愈大。因此，在选取转子槽数 Q_2 时，应特别注意避免 Q_2 与 $2p_\nu$ 之间出现最大偶数公约数 ε 值的情况。

已知单相异步电动机两相不对称运行时，定子边全部正、反转的磁场谐波次数为

$$\nu = \pm(4K \mp 1)$$

其中正转谐波磁场的次数为 $\nu_+ = +(4K \mp 1)$，反转谐波磁场

的次数为$\nu_- = -(4K \mp 1)$。

当转子齿数Q_2与谐波磁场的极数$2p_\nu$之间存在最大偶数公约数ε值，只要转子转速等于谐波磁场的同步转速时，就会产生磁阻式同步附加转矩。据此，能与正转的ν_+次或反转的ν_-次谐波磁场形成磁阻式同步附加转矩的转子齿数Q_2及其相应转速$\mathring{n}$分别为

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= 2p_\nu \frac{\beta}{\alpha} = 2p(4K \mp 1)\frac{\beta}{\alpha} \\ \mathring{n}_+ &= \frac{n_1}{\nu^+} = \frac{n_1}{4K \mp 1} \end{aligned}\right\} \quad A$$

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= 2p_\nu \frac{\beta}{\alpha} = 2p(4K \mp 1)\frac{\beta}{\alpha} \\ \mathring{n}_- &= \frac{n_1}{\nu_-} = -\frac{n_1}{4K \mp 1} \end{aligned}\right\} \quad B$$

式中，α—能使谐波磁场极数$2p(4K \mp 1)$与转子齿数Q_2之间具有较大偶数商（即ε值）的整数除数，一般可取$\alpha = 1 \sim 3$；β—Q_2对该较大偶数商的倍数，通常可取$\beta = 1 \sim 4$。例如，$p=1$，$K=1$，$2p(4K-1)=6$时，见图6-5所示，有$Q_2 = 6\frac{\beta}{\alpha}$。若$\alpha$取3，$\beta$取2、3、4时，则相应的$Q_2 = 4$、6、8，$\varepsilon$值分别为2、6、2。

根据关系式A、B，计算出$\mathring{n}_+ > 0$或$\mathring{n}_- < 0$时出现磁阻式同步附加转矩的转子齿数Q_2的忌用值，并列在表6-5中供设计时查用参考。

当$\frac{\beta}{\alpha} = 1$时，$\varepsilon = Q_2 = 2p(4K \mp 1)$，最小磁阻路径数$\varepsilon$最

表 6-5

$\nu=\pm(4K\mp1)$	±3	±5	±7	±9	±11	±13	±15
$\mathring{n}_\nu=\pm\frac{n_1}{(4K\mp1)}$	$\pm\frac{n_1}{3}$	$\pm\frac{n_1}{5}$	$\pm\frac{n_1}{7}$	$\pm\frac{n_1}{9}$	$\pm\frac{n_1}{11}$	$\pm\frac{n_1}{13}$	$\pm\frac{n_1}{15}$

$Q_2|\varepsilon$

下面方格中，铅垂线左方是转子槽数总用值Q_2，

$2p$	$\frac{\beta}{\alpha}$							
2	1	6|6	10|10	14|14	18|18	22|22	26|26	30|30
	2	12|6	20|10	28|14	36|18	44|22	52|26	60|30
	3	18|6	30|10	42|14	54|18	66|22	78|26	90|30
	4	24|6	40|10	56|14	72|18	88|22		
4	1/2	6|6	10|10	14|14	18|18	22|22	26|26	30|30
	1	12|12	20|20	28|28	36|36	44|44	52|52	60|60
	3/2	18|6	30|10	42|14	54|18	66|22	78|26	90|30
	2	24|12	40|20	56|28	72|36	88|44		
6	1	18|18	30|30	42|42	54|54	66|66	78|78	90|90
	2	36|18	60|30	84|42				
	3	54|18	90|30					

±17	±19	±21	±23	±25	±27	±29	±31	±33	±35
$\pm\frac{n_1}{17}$	$\pm\frac{n_1}{19}$	$\pm\frac{n_1}{21}$	$\pm\frac{n_1}{23}$	$\pm\frac{n_1}{25}$	$\pm\frac{n_1}{27}$	$\pm\frac{n_1}{29}$	$\pm\frac{n_1}{31}$	$\pm\frac{n_1}{33}$	$\pm\frac{n_1}{35}$

右方是 Q_2 与 $2p_n$ 间的最大偶数公约数 ε 值

34 | 34	38 | 38	42 | 42	46 | 46	50 | 50	54 | 54	58 | 58	62 | 62	66 | 66	70 | 70
68 | 34	76 | 38	84 | 42	92 | 46	100 | 50					
34 | 34	38 | 38	42 | 42	46 | 46	50 | 50	54 | 54	58 | 58	62 | 62	66 | 66	70 | 70
68 | 68	76 | 76	84 | 84	92 | 92	100 | 100					

多，磁阻式同步附加转矩突出，设计中应尽量避免选用这样的转子槽数 Q_2。

根据磁阻式同步附加转矩形成的原理，显然转子槽开口愈小愈好，这正是近代单相异步电动机转子趋于采用闭口槽的依据之一。

谐波次数 ν 愈大，磁场的幅值愈小，当 ν 次数很高时，即使 Q_2 与 $2p_\nu$ 之间含有较大偶数公约数 ε 值，同步附加转矩也不会太大，因此，单相异步电动机趋于选用较多的转子槽数。

小　　结

单相电阻起动及单相电容起动的异步电动机，在起动时，主、副绕组都接在电网上，是处于两相不对称状态。单相电阻起动异步电动机是利用副绕组具有较大电阻实现电流分相的目的，而电容起动异步电动机是利用副绕组串联电容实现电流分相的目的。所以这两类电机中副绕组的电阻和电容是决定起动性能优劣的重要因素，而其运行性能是由工作绕组保证的。单相异步电动机的起动转矩正比于 $\sin\varphi$，φ 是工作绕组电流 $\dot{I}_m$ 与起动绕组电流 $\dot{I}_a$ 间的相位角。对单相电容起动电动机，φ 可能达到 90°，而单相电阻起动电动机，φ 永远小于 90°。因而单相电容起动异步电动机的起动性能较好，而电阻起动异步电动机的起动性能较差。

在起动时，单相电容运转电动机与单相电容起动电动机都是主、副绕组同时接在电网上，其起动特性的分析与计算

完全一样，只是电容起动电动机要求起动转矩大，选配的电容应使起动时($S=1$)满足产生圆形旋转磁场的条件，而电容运转电动机要求运行性能好，选择的电容应使运行时满足产生圆形旋转磁场的条件。

电动机起动过程中，主、副两相多处于不对称状态，定子边谐波磁场的次数为$\pm(4K\mp1)$，与转子边谐波磁场形成的异步、同步附加转矩对起动特性非常不利，为此，一方面必须十分注意转子槽数的合理选择，另一方面可以应用正弦绕组，既使定子磁场谐波次数减少，又使谐波磁场的幅值下降，达到减小附加转矩的目的。

第 七 章

罩极式电动机的原理与计算

§7-1 工 作 原 理

罩极式单相异步电动机的结构如图 7-1 所示。主绕组 M 为短距集中绕组，起动绕组 A 为短路环。当主绕组 M 通入交流电流 $\dot{I}_M$ 时，产生脉振磁通 $\dot{\phi}_M$，其中一部分磁通 $\dot{\phi}'_M$ 不穿过短路环 A，且与 $\dot{I}_M$ 在时间上同相位，另一部分磁通 $\dot{\phi}_M$ 穿过短路环 A，并在其中感应电势 $\dot{E}'_A$ 和电流 $\dot{I}'_A$，$\dot{I}'_A$ 在被罩部分又产生磁通 $\dot{\phi}'_A$。穿过短路环 A 的总磁通 $\dot{\phi}_A$ 是 $\dot{\phi}''_M$ 与 $\dot{\phi}'_A$ 的合成磁通，即 $\dot{\phi}_A = \dot{\phi}''_M + \dot{\phi}'_A$。并且短路环 A 的感应电势 $\dot{E}'_A$ 滞后于 $\dot{\phi}_A 90°$ 电角度，$\dot{I}'_A$ 又滞后于 $\dot{E}'_A$ 一个时间相位角 θ_A。如图 7-2 所示。根据变压器原、副绕组磁势平衡的原理，合成磁通 $\dot{\phi}_A$ 是由合成磁势 $\Sigma\dot{F} = \dot{F}_M + \dot{F}_A$ 产生的，且 $\dot{\phi}_A$ 与 $\Sigma\dot{F}$ 同相位。并有

$$\Sigma\dot{F} = \dot{I}_M W_M + \dot{I}'_A W_A \qquad (7\text{-}1)$$

为了分析问题方便，合成磁势 $\Sigma\dot{F}$ 可以用一个通过短路环 A 的等效电流 $\dot{I}_A$ 表示，即令

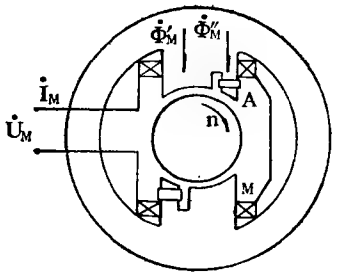


图 7-1　凸极罩极式单相电动机

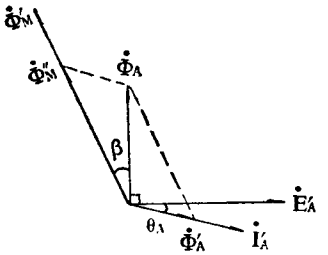


图 7-2　罩极电动机相量图

$$\dot{I}_A W_A = \Sigma \dot{F}, \quad \dot{I}_A = \frac{\Sigma \dot{F}}{W_A} \tag{7-2}$$

显然 $\dot{I}_A$ 的相位应该与 $\dot{\phi}_A$ 相同。而 $\dot{\phi}'_M$仍然是由 $\dot{I}_M$ 产生的，且二者同相位。

因为主绕组 M 和起动绕组 A 的轴线在空间有夹角 α 电角度，穿过主、副绕组的磁通 $\dot{\phi}'_M$ 与 $\dot{\phi}_A$ 之间又有时间相位差 β，于是 $\dot{\phi}'_M$ 与 $\dot{\phi}_A$ 将合成为一个椭圆形旋转磁场，其转向为由超前磁通 $\dot{\phi}'_M$ 转向滞后磁通 $\dot{\phi}_A$ 的方向。在该旋转磁场的作用下，鼠笼转子绕组中感生出电势 $\dot{E}_2$ 和电流 $\dot{I}_2$，$\dot{I}_2$ 与磁场间产生电磁转矩，使罩极式电机呈电动机运行。

由图 7-2 可知，短路环 A 的阻抗角 θ_A 愈接近于零度，亦即短路环愈接近于纯电阻电路，$\dot{\phi}'_M$ 与 $\dot{\phi}_A$ 间的移相角 β 愈大，起动的效果愈好。因此应在设计时力求减小短路环 A 的漏电抗，增大其电阻值。减小漏电抗的措施主要是减少匝

数，故一般短路环只有一匝。增加电阻的方法主要是采用电阻率高的黄铜材料，其次是适当控制短路环导体的截面积。

§7-2 理论分析

从罩极式单相异步电动机的结构看出，罩极式电动机定子上的两个绕组是不对称两相绕组，其不对称特点是：①工作绕组（集中绕组）M 与辅助绕组（短路环）A 的有效匝数不相等，即 $W_M K_{dpM} \neq W_A K_{dpA}$；② 两个绕组的轴线在空间相隔的角度 $\alpha \neq 90°$电角度；③两个绕组中通过的电流 $\dot{I}_M$ 与 $\dot{I}_A$ 不对称，即大小不等，时间相位差小于 90° 电角度；④两个绕组的电压不对称，工作绕组的电压是电源电压 $\dot{U}_M$，而短路环的电压 $\dot{U}_A = 0$。显然这种不对称两相绕组，与其他类型的单相异步电动机的两相绕组不对称条件不同，其主要区别是，罩极式电动机的两相绕组轴线空间夹角 $\alpha \neq 90°$，而其他类型的单相电动机两相绕组轴线的空间夹角 α 均为 90°。

由于任一相绕组形成的脉振磁势可以分解为两个正、反转的圆形旋转磁势，而每一个圆形旋转磁势又可以认为由两相对称绕组通过两相对称电流产生的。根据这样的原理，这里我们采用“虚构”两相对称绕组的方法来研究罩极式电动机的运行问题。为了简化分析，特作如下假定：①电机磁路不饱和，直接应用叠加原理；②只研究基波磁场，不计及谐波的影响；③不考虑铁心损耗，激磁支路只有激磁电抗 x_m；④转子鼠笼绕组是对称的。

电动机各电磁量的参考正方向如下规定：绕组的电压正

方向与电流正方向之间符合电动机惯例；绕组的电流、磁链、电势三者的正方向之间符合右手螺旋关系。

一、两相不对称绕组施加两相不对称电压时的物理情况

图 7-3 为任意两相不对称电动机的示意图。两相不对称

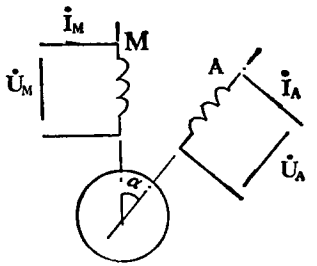


图 7-3　任意两相不对称电动机原理图

绕组M和A，分别施加两相不对称电压 $\dot{U}_M$ 及 $\dot{U}_A$，则产生两相不对称电流 $\dot{I}_M$ 与 $\dot{I}_A$。于是 M、A 两相绕组基波脉振磁势的最大幅值分别为

$$\left.\begin{aligned} F_{M_1} &= \frac{0.9W_M K_{dpM}}{p} I_M \text{（安匝/极）} \\ F_{A_1} &= \frac{0.9W_A K_{dpA}}{p} I_A \text{（安匝/极）} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}3)$$

磁势幅值的空间位置分别处于该相绕组的轴线上。

将 M 相绕组的有效匝数折算为 A 相绕组的有效匝数，

折算前后保持 M 相绕组的磁势不变。则有

$$\left.\begin{aligned}\bar{F}_{M1} &= 0.9\frac{W_A K_{dpA}}{p}\dot{I}'_M \\ \dot{I}'_M &= \frac{W_M K_{dpM}}{W_A K_{dpA}}\dot{I}_M \\ \dot{U}'_M &= \frac{W_A K_{dpA}}{W_M K_{dpM}}\dot{U}_M\end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}4)$$

根据双旋转磁场理论，一个脉振磁势可以分解为正、反转的两个圆形旋转磁势，每个圆形旋转磁势的幅值均等于脉振磁势最大幅值的$\frac{1}{2}$。

M 相正、反转圆形旋转磁势的幅值为

$$F_{M1+} = F_{M1-} = \frac{1}{2}F_{M1}$$

$$= 0.9\frac{W_A K_{dpA}}{p}\cdot\frac{I'_M}{2} \qquad (7\text{-}5)$$

A 相正、反转圆形旋转磁势的幅值为

$$F_{A1+} = F_{A1-} = \frac{1}{2}F_{A1}$$

$$= 0.9\frac{W_A K_{dpA}}{p}\cdot\frac{I_A}{2} \qquad (7\text{-}6)$$

这样，在两相不对称电动机中，共存在四个圆形旋转磁势：正转的两个为 $\bar{F}_{M1+}$、$\bar{F}_{A1+}$，反转的两个为 $\bar{F}_{M1-}$、$\bar{F}_{A1-}$。见图 7-4 所示。

因为两相对称绕组通入两相对称电流便产生合成的圆形旋转磁势，由此原理，我们采用虚构两相对称绕组的概念，认为上述四个圆形旋转磁势分别由虚构的对称两相绕组通入对称两相电流产生的。

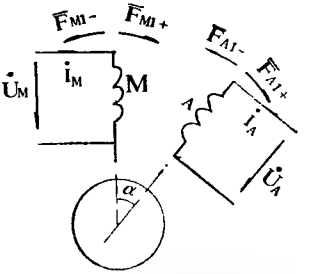


图 7-4　两个脉振磁势分解为四个圆形旋转磁势

1. 虚构对称绕组产生的 $\bar{F}_{M1+}$ 与 $\bar{F}_{M1-}$

假想定子上存在一个虚构的绕组 M''，有效匝数与 M' 绕组相同（即为 $W_A K_{apA}$，因为 M' 代表有效匝数折算到 A 后的 M 绕组），M'' 的轴线较 M' 的轴线在空间领前 90° 电角度。这样，M' 与 M'' 就成为两相虚构对称绕组系统。见图 7-5 所示。

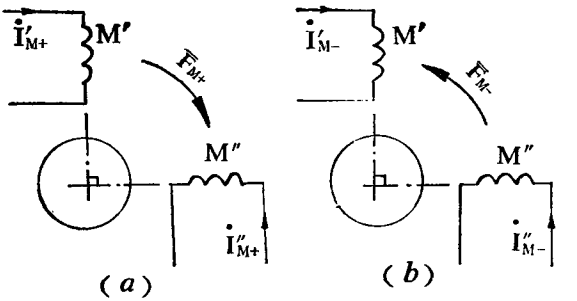


图 7-5　M'、M'' 两相虚构对称绕组系统

(a) M'、M'' 的正序对称系统　　(b) M'、M'' 的负序对称系统

在对称绕组 M' 与 M'' 中，通以对称正序电流 $\dot{I}'_{M+}$ 及 $\dot{I}''_{M+}$，且有

$$\left.\begin{aligned} I'_{M+} &= I''_{M+} = \frac{1}{2} I'_M \\ \dot{I}'_{M+} &= \frac{1}{2}\dot{I}'_M \\ \dot{I}''_{M+} &= -j\dot{I}'_{M+} = -j\frac{\dot{I}'_M}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}7)$$

式中 $\dot{I}'_M$ 为折算到 A 绕组的有效匝数时，M' 绕组中的电流，由(7-4)式决定。显然，正序对称电流 $\dot{I}'_{M+}$、$\dot{I}''_{M+}$ 流过对称绕组 M'、M'' 时，产生的圆形旋转磁势幅值为

$$F_{M1+} = 0.9\frac{W_A K_{dpA}}{p} \cdot \frac{I'_M}{2} \qquad (7\text{-}8)$$

又因为 $\dot{I}'_{M+}$ 较 $\dot{I}''_{M+}$ 在时间相位上领前 90° 电角度，故 $\overline{F}_{M1+}$ 为正转磁势。

同理，在对称绕组 M' 与 M'' 中，通以负序对称电流 $\dot{I}'_{M-}$ 与 $\dot{I}''_{M-}$，且有

$$\left.\begin{aligned} I'_{M-} &= I''_{M-} = \frac{1}{2} I'_M \\ \dot{I}'_{M-} &= \frac{1}{2}\dot{I}'_M \\ \dot{I}''_{M-} &= +j\dot{I}''_{M-} = +j\frac{\dot{I}'_M}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}9)$$

产生的圆形旋转磁势幅值为

$$F_{M1-}=0.9\frac{W_A K_{dpA}}{p}\cdot\frac{I'_M}{2} \tag{7-10}$$

因为 $\dot{I}'_{M-}$ 较 $\dot{I}''_{M-}$ 在时间相位上滞后 90° 电角度，故 $\bar{F}_{M1-}$ 为反转磁势。

比较式(7-5)、(7-8)及(7-10)，说明在虚构的两相对称绕组 M' 及 M'' 中，分别通入有效值为 $\frac{I'_M}{2}$ 的正、负序对称电流时，产生的正、反转圆形旋转磁势，恰好与 M' 绕组中通入 $\dot{I}'_M$ 电流时，脉振磁势 $\bar{F}_{M1}$ 分解出的正、反转旋转磁势，在幅值大小与旋转方向两方面完全等效。见图 7-5。

2. 虚构对称绕组产生的 $\bar{F}_{A1+}$ 与 $\bar{F}_{A1-}$

假想存在一个 A' 绕组，有效匝数与 A 绕组相同，空间位置较 A 领前 90° 电角度。A' 与 A 构成两相对称绕组。根据 1. 中的分析方法可知，当 A 与 A' 中通入两相对称正序电流时，即

$$\left.\begin{aligned} I_{A+}&=I'_{A+}=\frac{1}{2}I_A\\ \dot{I}_{A+}&=\frac{1}{2}\dot{I}_A\\ \dot{I}'_{A+}&=-j\dot{I}_{A+}=-j\frac{\dot{I}_A}{2}\end{aligned}\right\} \tag{7-11}$$

式中 $\dot{I}_A$ 为 A 绕组中的实际电流。两相正序对称电流产生的合成圆形旋转磁势 $\bar{F}_{A1+}$，刚好与 A 绕组通入实际电流 $\dot{I}_A$ 时，脉振磁势 $\bar{F}_{A1}$ 分解出的正转磁势 $\bar{F}_{A1+}$，在大小与转向两方面完全等效。

当 A 与 A' 中通入两相对称负序电流时，即

$$\left.\begin{aligned} I_{A-} &= I'_{A-} = \frac{1}{2} I_A \\ \dot{I}_{A-} &= \frac{1}{2}\dot{I}_A \\ \dot{I}'_{A-} &= +j\dot{I}'_{A-} = +j\frac{\dot{I}_A}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}12)$$

产生的两相合成反向旋转磁势 $\overline{F}_{A1-}$，刚好是 A 绕组中通入实际电流 $\dot{I}_A$ 产生的脉振磁势 $\overline{F}_{A1}$ 分解出的反转磁势 $\overline{F}_{A1-} = 0.9\dfrac{W_A K_{dpA}}{p} \cdot \dfrac{I_A}{2}$。

关于 A 与 A' 的虚构两相对称系统见图 7-6所示。

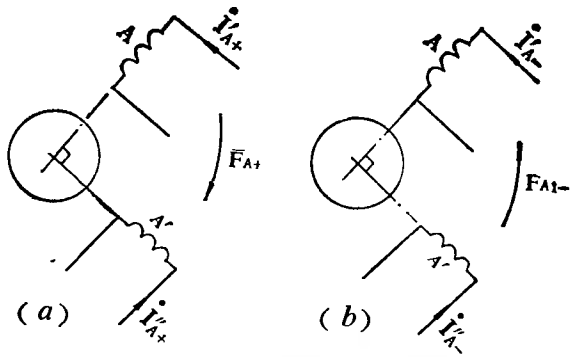


图 7-6　A、A' 两相虚构对称绕组系统

(a) A、A' 的正序对称系统　　(b) A、A' 的负序对称系统

二、等值电路与基本方程式

1. M' 绕组施加电压 $\dot{U}'_M$，A 绕组开路时

$\dot{U}'_M$ 使 M' 绕组中流过电流 $\dot{I}'_M$，产生基波脉振磁势的幅值为 $F_{M1}=0.9\dfrac{W_A K_{dpA}}{p}I'_M$，此脉振磁势分解为正、反向两个旋转磁势 $\overline{F}_{M1+}=\overline{F}_{M1-}=\dfrac{1}{2}\overline{F}_{M1}$。当用 M' 及 M'' 虚构的两相对称绕组等效时，则正向旋转磁势 $\overline{F}_{M1+}$，就是虚构两相对称绕组中通入有效值为 $\dfrac{I'_M}{2}$ 的正序电流产生的；反向旋转磁势 $\overline{F}_{M1-}$ 就是通入有效值为 $\dfrac{I'_M}{2}$ 的负序电流产生的。

当电动机转子以转速 n 沿正向旋转时，对于正向旋转磁场的转差率为 S，对于反向旋转磁场的转差率为 $2-S$。由此，对于 M' 绕组的正序等值电路和负序等值电路，见图 7-7(*a*)、(*b*)所示。

图 7-7 中各符号的意义如下：

r'_{M1}——M' 绕组的电阻；

x'_{M1}——M' 绕组的漏电抗；

x'_{mM}——M' 绕组的激磁电抗；

r'_{M2}——折算到 M' 绕组的转子电阻；

x'_{M2}——折算到 M' 绕组的转子漏电抗；

Z'_{Mf}——M' 相的正序负载阻抗；

Z'_{Mb}——M' 相的负序负载阻抗；

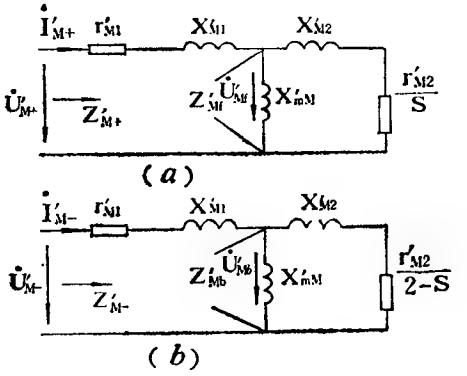


图 7-7　M' 相的正、负序等值电路

(a) M' 相的正序等值电路　　(b) M' 相的负序等值电路

Z'_{M+}——M' 相的正序总阻抗；

Z'_{M-}——M' 相的负序总阻抗；

U'_{Mf}——M' 绕组的正序感应电压；

U'_{Mb}——M' 绕组的负序感应电压。

由(7-7)、(7-9)式知道，M' 绕组中的正、负序电流的大小相等，相位相同，即有

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}'_{M+} &= \dot{I}'_{M-} = \frac{1}{2}\dot{I}'_{M} \\ \dot{U}'_{M} &= \dot{U}'_{M+} + \dot{U}'_{M-} \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}13)$$

因此，可以把正、负序等值电路串联成为 M' 相的统一等值电路，如图 7-8 所示。并得电压平衡方程式为

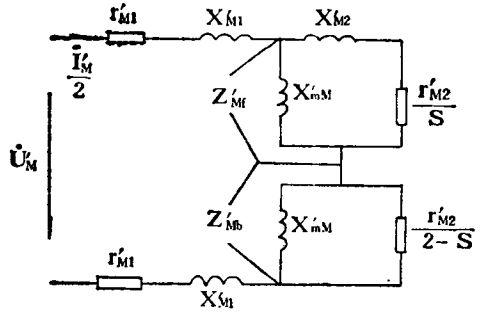


图 7-8　M' 相的等值电路

$$\dot{U}'_M = \frac{\dot{I}'_M}{2}(Z'_{M1} + Z'_{M1}) + Z'_{Mf}\frac{\dot{I}'_M}{2} + Z'_{Mb}\frac{\dot{I}'_M}{2}$$

$$= \dot{I}'_M Z'_{M1} + \frac{\dot{I}'_M}{2}(Z'_{Mf} + Z'_{Mb}) \qquad (7\text{-}14)$$

式中 $Z'_{M1} = r'_{M1} + jx'_{M1}$ 是 M' 绕组的漏阻抗。

A 绕组是开路的，其轴线较 M' 绕组的轴线在空间领前 α 角，且二者有效匝数相等（注意，M' 表示把有效匝数折合为 A 后的 M 绕组），所以正向旋转磁场在 A 绕组中的感应电压 $\dot{U}_{A+}$ 较 $\dot{U}'_{M+}$ 落后一个相位角 α，但二者大小相等，即

$$\dot{U}_{A+} = \dot{U}'_{M+} \angle -\alpha \qquad (7\text{-}15)$$

同理，反向旋转磁场在 A 绕组中的感应电压为

$$\dot{U}_{A-} = \dot{U}_{M-} \angle \alpha \qquad (7\text{-}16)$$

则 A 绕组的开路电压为

$$\dot{U}_{AO}=\dot{U}_{A+}+\dot{U}_{A-}=\dot{U}'_{M+}\angle-\alpha+\dot{U}'_{M-}\angle\alpha$$

$$=Z'_{Mf}\frac{\dot{I}'_M}{2}\angle-\alpha+Z'_{Mb}\frac{\dot{I}'_M}{2}\angle\alpha$$

$$=\frac{\dot{I}'_M}{2}(Z'_{Mf}\angle-\alpha+Z'_{Mb}\angle\alpha) \qquad (7\text{-}17)$$

2．A 绕组施加电压 $\dot{U}_A$，M′ 绕组开路时

根据与 1．相同的处理方法，A 绕组的等值电路如图 7-9 所示。

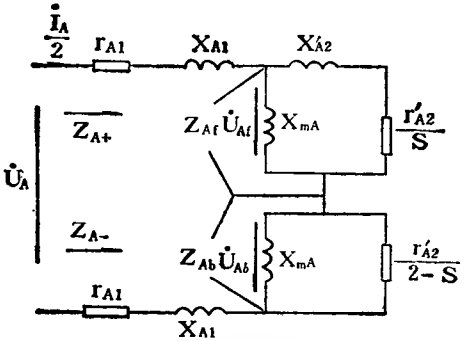


图 7-9　A 相的等值电路

图 7-9 中各符号的意义如下：

r_{A1}——A 绕组的电阻；

x_{A1}——A 绕组的漏电抗；

x_{mA}——A 绕组的激磁电抗；

r'_{A2}——折算到 A 绕组的转子电阻；

x'_{A2}——折算到 A 绕组的转子漏电抗；

Z_{Af}——A 相的正序负载阻抗；

Z_{Ab}——A 相的负序负载阻抗；

Z_{A+}——A 相的正序总阻抗；

Z_{A-}——A 相的负序总阻抗；

$\dot{U}_{A+}$——A 绕组的正序感应电压；

$\dot{U}_{A-}$——A 绕组的负序感应电压。

因为 A 与 M' 具有相同的有效匝数 $W_A K_{dpA}$，所以有

$$\left.\begin{aligned} x_{mA} &= x'_{mM} \\ r'_{A2} &= r'_{M2} \\ x'_{A2} &= x'_{M2} \\ Z_{Af} &= Z'_{Mf} \\ Z_{Ab} &= Z'_{Mb} \end{aligned}\right\} \tag{7-18}$$

但是，A 绕组与 M' 绕组的线规、匝长，绕组型式通常是不一样的，尽管二者的有效匝数相等，而仍应注意：$r_{A1} \neq r'_{M1}$，$x_{A1} \neq x'_{M1}$。

A 相的电压平衡方程式为

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_{A+} + \dot{U}_{A-} = \frac{\dot{I}_A}{2}(Z_{A1} + Z_{Af}) + \frac{\dot{I}_A}{2}(Z_{A1} + Z_{Ab}) \\ &= \dot{I}_A Z_{A1} + \frac{\dot{I}_A}{2} Z_{Af} + \frac{\dot{I}_A}{2} Z_{Ab} \\ &= \dot{I}_A Z_{A1} + \dot{U}_{A+} + \dot{U}_{A-} \end{aligned} \tag{7-19}$$

A 与 A' 对称绕组通以正序电流时，正向旋转磁场在 M' 绕组中的感应电压为 $\dot{U}_{A+} \angle \alpha$，通以负序电流时，反向磁场在 M' 绕组中的感应电压为 $\dot{U}_{A-} \angle -\alpha$，所以，$M'$ 绕组的开路电压为

$$\dot{U}'_{M0}=\dot{U}_{A+}\angle\alpha+\dot{U}_{A-}\angle-\alpha$$

$$=Z_{Af}\cdot\frac{\dot{I}_A}{2}\angle\alpha+Z_{Ab}\frac{\dot{I}_A}{2}\angle-\alpha$$

$$=Z'_{Mf}\frac{\dot{I}_A}{2}\angle\alpha+Z'_{Mb}\frac{\dot{I}_A}{2}\angle-\alpha \qquad (7\text{-}20)$$

3. M' 绕组施加电压 $\dot{U}'_M$，A 绕组施加电压 $\dot{U}_A$ 时

应用叠加原理，把1.、2.两种情况时 M' 及 A 中的感应电压加起来，就得到 $\dot{U}'_M$、$\dot{U}_A$ 同时加在 M' 和 A 绕组的结果。得出 M'、A 各绕组的电压平衡方程式。由式(7-14)、(7-20)可知

$$\dot{U}'_M=Z'_{M1}\dot{I}'_M+\dot{U}'_{M+}+\dot{U}'_{M-}+\dot{U}'_{M0}$$

$$=Z'_{M1}\dot{I}'_M+Z'_{Mf}\frac{\dot{I}'_M}{2}+Z'_{Mb}\frac{\dot{I}'_M}{2}+Z'_{Mf}\frac{\dot{I}_A}{2}\angle\alpha$$

$$+Z'_{Mb}\frac{\dot{I}_A}{2}\angle-\alpha$$

$$=Z'_{M1}\dot{I}'_M+Z'_{Mf}\left(\frac{\dot{I}'_M}{2}+\frac{\dot{I}_A}{2}\angle\alpha\right)+Z'_{Mb}\left(\frac{\dot{I}'_M}{2}\right.$$

$$\left.+\frac{\dot{I}_A}{2}\angle-\alpha\right) \qquad (7\text{-}21)$$

由式(7-17)、(7-19)可知

$$\dot{U}_A=Z_{A1}\dot{I}_A+\dot{U}_{A+}+\dot{U}_{A-}+\dot{U}_{A0}$$

$$=Z_{A1}\dot{I}_A+Z_{Af}\frac{\dot{I}_A}{2}+Z_{Ab}\frac{\dot{I}_A}{2}+Z'_{M\cdot}\frac{\dot{I}'_M}{2}\angle-\alpha$$

$$+Z'_{Mb}\frac{\dot{I}'_M}{2}\angle\alpha$$

$$= Z_{A1}\dot{I}_A + Z'_{Mf}\left(\frac{\dot{I}_A}{2} + \frac{\dot{I}'_M}{2}\angle -\alpha\right) + Z'_{Mb}\left(\frac{\dot{I}_A}{2} + \frac{\dot{I}'_M}{2}\angle\alpha\right) \tag{7-22}$$

令：

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}'_{M+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}'_M + \dot{I}_A\angle\alpha)\\ \dot{I}'_{M-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}'_M + \dot{I}_A\angle -\alpha)\end{aligned}\right\} \tag{7-23}$$

则有

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{A+} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_A + \dot{I}'_M\angle -\alpha) = \dot{I}'_M + \angle -\alpha\\ \dot{I}_{A-} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_A + \dot{I}'_M\angle\alpha) = \dot{I}'_{M-}\angle\alpha\end{aligned}\right\} \tag{7-24}$$

由式(7-23)，得

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}'_M &= \frac{2(\dot{I}'_{M+} - \dot{I}'_{M-}\angle 2\alpha)}{1 - \angle 2\alpha}\\ \dot{I}_A &= \frac{2(\dot{I}'_{M+} - \dot{I}'_{M-})}{\angle\alpha - \angle -\alpha}\end{aligned}\right\} \tag{7-25}$$

将式(7-23)、(7-25) 代入式(7-21)，则有

$$\dot{U}'_M = Z'_{M1}\frac{2(\dot{I}'_{M+} - \dot{I}'_{M-}\angle 2\alpha)}{1 - \angle 2\alpha} + Z'_{Mf}\dot{I}'_{M+} + Z'_{Mb}\dot{I}'_{M-}$$

$$= \left(\frac{2Z'_{M1}}{1 - \angle 2\alpha} + Z'_{M+}\right)\dot{I}'_{M+} + \left(Z'_{Mb} - \frac{2Z'_{M1}\angle 2\alpha}{1 - \angle 2\alpha}\right)\dot{I}'_{M-} \tag{7-26}$$

将式(7-24)、(7-25) 代入式(7-22)，则有

$$\dot{U}_A = Z_{A1}\frac{2(\dot{I}'_{M+}-\dot{I}'_{M-})}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\dot{I}'_{M+}\angle-\alpha+Z'_{Mb}\dot{I}'_{M-}\angle\alpha$$

$$=\left(\frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha\right)\dot{I}'_{M+}+\left(Z'_{Mb}\angle\alpha-\frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\right)\dot{I}'_{M-} \tag{7-27}$$

由式(7-26)、(7-27) 联立求解，得到

$$\dot{I}'_{M+}=\frac{\begin{vmatrix}\dot{U}'_M & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle2\alpha}{1-\angle2\alpha}\\ \dot{U}_A & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle2\alpha}+Z'_{Mf} & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle2\alpha}{1-\angle2\alpha}\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}} \tag{7-28}$$

$$\dot{I}'_{M-}=\frac{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle2\alpha}+Z'_{Mf} & \dot{U}'_M\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha & \dot{U}_A\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle2\alpha}+Z'_{Mf} & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle2\alpha}{1-\angle2\alpha}\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}} \tag{7-29}$$

将式(7-28)、(7-29)解出的 $\dot{I}'_{M+}$、$\dot{I}'_{M-}$ 代入式(7-25)，可得各相绕组的实际电流 $\dot{I}'_M$ 及 $\dot{I}_A$。

公式(7-26)、(7-27)、(7-28)、(7-29)构成了任意两相不对称电动机的基本方程式。利用此基本方程式对所有不对称的两相交流电动机，均可予以求解。

三、功率及转矩

正序电磁功率 $P_{Mf} = 2\dot{I}'^{2}_{M+} R'_{Mf}$

负序电磁功率 $P_{Mb} = 2I'^{2}_{M-} R'_{Mb}$

合成电磁功率 $P_M = P_{Mf} - P_{Mb}$

$$= 2I'^{2}_{M+} R'_{Mf} - 2I'^{2}_{M-} R'_{Mb}$$

正序电磁转矩 $M_f = \dfrac{P_{Mf}}{\Omega_1}$

负序电磁转矩 $M_b = \dfrac{P_{Mb}}{\Omega_1}$

合成电磁转矩 $M = \dfrac{P_{Mf} - P_{Mb}}{\Omega_1}$

$$= \frac{2I'^{2}_{M+} R'_{Mf} - 2I'^{2}_{M-} R'_{Mb}}{\Omega_1}$$

电动机输入功率为

$$P_1 = U'_M I'_M \cos\varphi_M + U_A I_A \cos\varphi_A$$

$$= U_M I_M \cos\varphi_M + U_A I_A \cos\varphi_A$$

式中 $U_M = \dfrac{W_M K_{dpM}}{W_A K_{dpA}} U'_M = \dfrac{U'_M}{a}$

$$I_M = \frac{W_A K_{dpA}}{W_M K_{dpM}} I'_M = a I'_M$$

$a = \frac{W_A K_{dpA}}{W_M K_{dpM}}$ 为 A、M 绕组的有效匝数比

$\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}$ 称为同步角速度。

§7-3 性能计算

利用第二节关于任意不对称两相电动机的基本方程式，可以直接计算罩极式电动机的工作性能。罩极式电动机运行特点为：工作绕组 M 的电压为单相电源电压 $\dot{U}$，电流为 $\dot{I}_M$，起动绕组（短路环）A 的电压 $\dot{U}_A = 0$，电流为 $\dot{I}_A$。被罩部分的磁极中心线与未罩部分的磁极中心线之间的夹角为 α 电角度。当已知 M、A 两绕组阻抗参数后，将上述条件代入基本方程式(7-26)、(7-27)，得到

$$\left.\begin{aligned}
\dot{U}' &= \left(\frac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha} + Z'_{Mf}\right)\dot{I}'_{M+} + \left(Z'_{Mb} - \frac{2Z'_{M1}\angle 2\alpha}{1-\angle 2\alpha}\right)\dot{I}'_{M-} \\
0 &= \left(\frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha - \angle -\alpha} + Z'_{Mf}\angle -\alpha\right)\dot{I}'_{M+} \\
&\quad + \left(Z'_{Mb}\angle\alpha - \frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha - \angle -\alpha}\right)\dot{I}'_{M-}
\end{aligned}\right\} \tag{7-30}$$

求解式(7-30)，得出

$$\dot{I}'_{M+}=\frac{\begin{vmatrix}\dot{U}' & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle 2\alpha}{1-\angle 2\alpha}\\ 0 & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha}+Z'_{Mf} & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle 2\alpha}{1-\angle 2\alpha}\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}}=\frac{\Delta_1}{\Delta}$$

(7-31)

$$\dot{I}'_{M-}=\frac{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha}+Z'_{Mf} & \dot{U}'\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}+\angle-\alpha & 0\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}\dfrac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha}+Z'_{Mf} & Z'_{Mb}-\dfrac{2Z'_{M1}\angle 2\alpha}{1-\angle 2\alpha}\\ \dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha & Z'_{Mb}\angle\alpha-\dfrac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\end{vmatrix}}=\frac{\Delta_2}{\Delta}$$

(7-32)

利用行列式的计算方法，可知道

$$\Delta_1=\left(Z'_{Mb}\angle\alpha-\frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\right)\dot{U}'=\dot{U}'\left(\frac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}+Z'_{Mb}\angle\alpha\right)$$

(7-33)

$$\Delta_2=-\dot{U}'\left(Z'_{Mf}\angle-\alpha+\frac{2Z_{A1}}{\angle\alpha-\angle-\alpha}\right)=\dot{U}'\left(\frac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}-Z'_{Mf}\angle-\alpha\right)$$

(7-34)

$$\Delta=\left(\frac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha}+Z'_{Mf}\right)\left(Z'_{Mb}\angle\alpha+\frac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}\right)$$

$$-\left(Z'_{Mb}-\frac{2Z'_{M}\angle 2\alpha}{1-\angle 2\alpha}\right)\left(\frac{-jZ_{A1}}{\sin\alpha}+Z'_{Mf}\angle-\alpha\right) \quad (7\text{-}35)$$

则得正序电流 $\dot{I}'_{M+}$ 为

$$\dot{I}'_{M+}=\frac{\Delta_1}{\Delta}=\frac{\dot{U}''}{Z_{MA}+Z'_{Mf}} \quad (7\text{-}36)$$

式中 $\dot{U}''=\dfrac{\dot{U}'}{1+\rho}$

$$\rho=\frac{\dfrac{2Z'_{M1}\angle\alpha}{1-\angle 2\alpha}-Z'_{Mb}\angle-\alpha}{\dfrac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}+Z'_{Mb}\angle\alpha}$$

$$Z_{MA}=\frac{1}{1+\rho}\ \frac{2Z'_{M1}}{1-\angle 2\alpha}-\frac{\rho}{1+\rho}\ \frac{jZ_{A1}\angle\alpha}{\sin\alpha}$$

Z_{MA} 可视为计算正序电流 $\dot{I}'_{M+}$ 时的等效定子绕组漏阻抗。$\dot{U}''$ 为计算正序电流时的等值正序电压。与式 (7-36) 相对应的正序等值电路如图 7-10 所示。显然，$\dot{U}''$ 及 Z_{MA} 均是随转差率 S 而变化的。而且 $\dot{U}''<\dot{U}'$，$Z_{MA}>Z'_{M1}$，说明罩极式

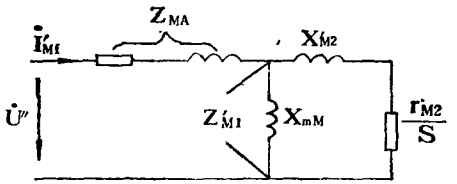


图 7-10 罩极电动机等值电路

电动机相当于一方面降低电压，一方面又串入附加电抗的运行情况，这就决定了其运行性能与起动性能都比其他几种单相电动机时较差。

在工程误差允许的范围内，当转差率S的范围为0～0.6时，可以认为ρ、Z_{MA}、$\dot{U}''$均为恒值，则图7-10的等值电路中，只有$\frac{r'_{M2}}{S}$为变量，这就为设计计算带来很大的方便。随S的变化，可以作出电机的圆图，并根据圆图求取不同S时的运行特性及$S=1$时的起动特性。

由(7-32)式，负序电流$\dot{I}'_{M-}$为

$$\dot{I}'_{M-}=\frac{\Delta_2}{\Delta}=\frac{\Delta_2}{\Delta_1}\cdot\frac{\Delta_1}{\Delta}=\frac{\Delta_2}{\Delta_1}\dot{I}'_{M+}$$

$$=\frac{\frac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}-Z'_{Mf}\angle-\alpha}{\frac{jZ_{A1}}{\sin\alpha}+Z'_{Mb}\angle\alpha}\dot{I}_{M+} \qquad (7-37)$$

将$\dot{I}'_{M+}$、$\dot{I}'_{M-}$代入式(7-25)，得到$\dot{I}'_M$及$\dot{I}_A$的电流数值及其相位角φ_M、φ_A。再利用公式(7-4)算出M相绕组中的实际电流$\dot{I}_M$为

$$\dot{I}_M=\frac{W_AK_{dpA}}{W_MM_{dpM}}\dot{I}'_M=a\dot{I}'_M \qquad (7-38)$$

罩极式电动机的输入功率为

$$P_1=U_MI_M\cos\varphi_M\ (瓦) \qquad (7-39)$$

定子绕组铜耗为

$$P_{Cu1}=I_M^2r_{M1}+I_A^2r_{A1}\ (瓦) \qquad (7-40)$$

在工程计算中，可以认为等值电路中的激磁支路是开路的（当 $x_{mM} \gg \frac{r'_{M2}}{S}$ 及 x'_{M2} 时），则电磁功率及电磁转矩为：

正序电磁功率为

$$P_{Mf} = 2I'^{2}_{M+}R'_{Mf} \approx 2I'^{2}_{M+}\frac{r'_{M2}}{S} \text{（瓦）} \tag{7-41}$$

负序电磁功率为

$$P_{Mb} = 2I'^{2}_{M-}R'_{Mb} \approx 2I'^{2}_{M-}\frac{r'_{M2}}{2-S} \text{（瓦）} \tag{7-42}$$

合成电磁功率为

$$P_M = P_{Mf} - P_{Mb} = 2I'^{2}_{M+}\frac{r'_{M2}}{S} - 2I'^{2}_{M-}\frac{r'_{M2}}{2-S} \tag{7-43}$$

合成电磁转矩为

$$M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{2I'^{2}_{M+}\frac{r'_{M2}}{S} - 2I'^{2}_{M-}\frac{r'_{M2}}{2-S}}{\Omega_1} \tag{7-44}$$

转子绕组的铜损耗为

$$p_{Cu_2} = P_{Mf} \cdot S + P_{Mb} \cdot (2-S) \text{（瓦）} \tag{7-45}$$

轴上的输出功率为

$$P_2 = P_1 - p_{Cu_1} - p_{Cu_2} - p_{Fe_1} - p_{Fe_2} - p_{\Omega} - p_S$$

输出转矩为

$$M_2 = \frac{P_2}{\Omega} = \frac{P_2}{(1-S)\Omega_1} \tag{7-46}$$

效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \Sigma p}{p_1}$$

$$= 1 - \frac{\Sigma p}{P_1}(\%) \tag{7-47}$$

为了计算罩极式电动机的起动转矩 M_{st}，应令 $S=1$，$2-S=1$，并将此条件代入相应的公式计算出 Z_{MA}、ρ、$\dot{U}''$、Z'_{Mf}、Z'_{Mb}、$\dot{I}'_{M+}$、$\dot{I}_{M-}$、M_{Mf}、M_{Mb}，则有

$$M_{st} = M_{Mf(S=1)} - M_{Mb(S=1)} \tag{7-48}$$

小　　结

罩极式单相异步电动机的定子绕组为两相任意不对称绕组，即工作绕组与短路环之间不仅匝数不等，而且轴线在空间夹角不等于90°。罩极式电动机的理论分析方法，仍然是应用双旋转磁场理论，本章采用"虚构"两相对称绕组的办法进行了具体的分析计算，并得出了相应的计算结果。全部分析计算均是对基波磁场而言，对高次谐波没有涉及。

罩极式电动机的优点是结构简单、制造方便、造价低，缺点是起动及运行性能，都较其他类型的单相异步电动机差，只能轻载起动。罩极式电动机的转向只能从未罩的一侧向被罩的一侧旋转，不能变向。凸极式集中绕组罩极式电动机多用于电风扇、电唱机中，隐极式分布绕组的罩极式电动机常用于小型鼓风机、油泵中。

第 八 章

单相异步电动机的调速

单相异步电动机在工矿企业、科教卫生及家用电器设备中应用极为广泛，对这类电动机调速性能的要求越来越高。目前，多用的调速方法有以下几种：①电抗器调速；②绕组抽头调速；③自耦变压器调速。这些方法都是利用降低电压实现变速的目的。其中尤其是绕组抽头调速方法使用比较普遍。

§8-1 电抗器调速

将起降压作用的电抗器串联在电机的线路中，用改变电抗器的线圈抽头来调速。根据对电动机起动及运行性能的要求，同时考虑到电抗器本身的有效利用，电抗器线圈分为以下三种接线方式。

一、反极性接法

电抗器线圈分为三段，可以实现三级调速，其中一段线圈与电动机副绕组串联，其极性与其余两段线圈的极性相反，故称反极性接法。接线原理图及相应的相量图如图

8-1(*a*)、(*b*)所示。

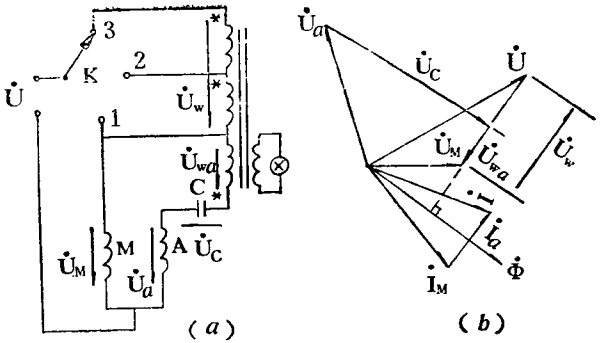


图 8-1　反极性接法

(*a*) 接线原理　　(*b*) 相量图

由相量图可知，电压 $\dot{U}_{Wa}$ 与 $\dot{U}_W$ 反相位，副绕组电压 $\dot{U}_a$ 升高，电流 $\dot{I}_a$ 增大，电动机起动力矩增大。电机在低速档运行时，气隙中磁场的椭圆度减小，运行性能得到改善。但是，与副绕组串联的一段线圈磁势与其余二段的磁势有抵消作用，造成电抗器本身的利用率下降。

二、正极性接法

电抗器三段线圈的极性相同，其中一段与副绕组串联，其余两段起降压调速作用。图 8-2 表示正极性的接线原理和相量图。

从相量图可知，电压 $\dot{U}_{Wa}$ 与 $\dot{U}_W$ 同相位，副绕组电压

$\dot{U}_a$ 降低，$\dot{I}_a$ 减小，结果一方面使电动机的起动力矩下降，

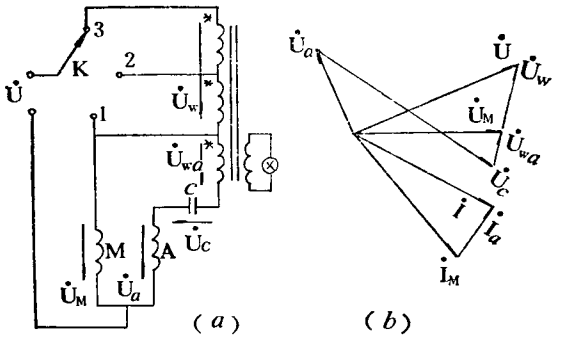


图 8-2　正极性接法

(a) 接线原理　　(b) 相量图

另一方面使运行时磁场椭圆度变大，运行性能变差。但因三段线圈中的磁势相互加强，为产生同样的低转速 n 时，正极性接法可使电抗器线圈匝数减少，节约材料。

三、一般接线法

电抗器线圈分为两段，副绕组不单独串联电抗线圈。两段线圈均起降压调速作用。其接线原理与相量图见图 8-3 所示。其特点为：副绕组的电压 $\dot{U}_a$ 和电流 $\dot{I}_a$，比反极性接法时小些，比正极性接法时大些，故起动与运行性能介于两者之间。当满足同样的低转速时，电抗器有效材料比较节省。

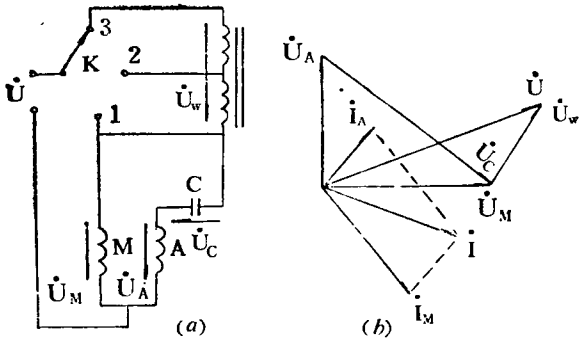


图 8-3　一般接线法

(a) 接线原理　　(b) 相量图

§8-2　绕组抽头调速

电容运转电动机，普遍采用定子绕组抽头调速，此时定子槽中放置有主绕组、副绕组及中间绕组，通过改变中间绕组与主、副绕组的联接方式，调整电动机气隙磁场大小及椭圆度，从而实现调速的目的。主要接线方式有下列三种。

一、L-1 型接线

接线原理见图 8-4 所示。电动机高速档运行时，中间绕组全部接入副绕组中，两相满足对称运行条件，磁场基本为圆形，运行性能较好。中速运行时，中间绕组的一部分匝数串入副绕组，其余部分匝数串入主绕组，主相绕组匝数增

加，电压与磁通降低，气隙中合成磁场的椭圆度变大，使转矩、转速降低，达到调速的要求。低速运行时，中间绕组全部串入主绕组中，使磁场椭圆度更大，转速更低。

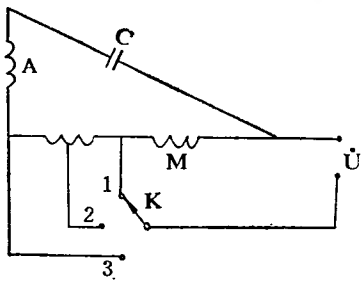


图 8-4　L-1 型接线

L—1 型接线的优点是，电机的全部绕组在高速、中速、低速运行时，都处于工作状态，用铜量较省。缺点是，低速时磁场椭圆度大，反转磁场强，电动机输入功率大而输出功率小，效率低，不利于电能的充分利用。

在结构上，通常中间绕组与主绕组嵌入相同的槽中，且中间绕组处在上层，主绕组处在下层。但中间绕组的匝数、线规与主绕组不一定相同，应视具体要求而定。

二、L-2 型接线

接线原理见图 8-5。调速原理、运行性能及优、缺点，与 L-1 型接线时相同。但结构刚好相反，中间绕组与副绕组嵌入相同的槽中，且中间绕组在上层，副绕组在下层。中间绕组的匝数、线规视具体要求设计确定，一般与副绕组不一样。

三、T 型接线

接线原理如图 8-6。中间绕组接在主、副绕组的外面，

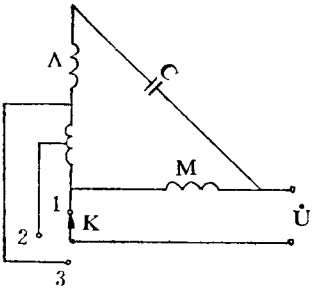


图 8-5　L-2 型接线

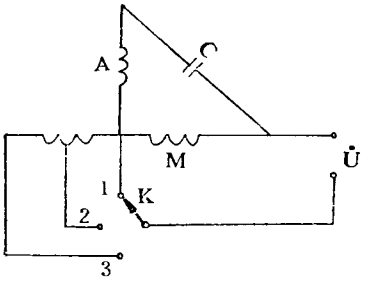


图 8-6　T 型接线

对主、副绕组同时降压。这种调速方案，是以降低磁场强度为主、改变磁场椭圆度为辅的办法，与前两种方案相比，电动机性能较好，电能利用合理。在结构上，一般是中间绕组与主绕组嵌入相同的槽中。

串电抗器调速与抽头调速，同样适用于电阻分相、电容起动及罩极式电动机的情况。这时电抗线圈或中间抽头线圈只能串入主线组中，不能串入副绕组中。

抽头调速绕组举例：一台电容运转电动机，极数为 4，定子槽数 $Q_1=16$，转子槽数 $Q_2=22$，绕组数据如下表。

名　称	每个线圈匝数	线规 (mm)	节　距
主绕组	800	ϕ0.17	1—4
副绕组	550	ϕ0.15	1—4
中间绕组	450	ϕ0.15	1—4

图 8-7(*a*)、(*b*)分别为绕组展开图及接线原理图。符号的意义如图下所列。

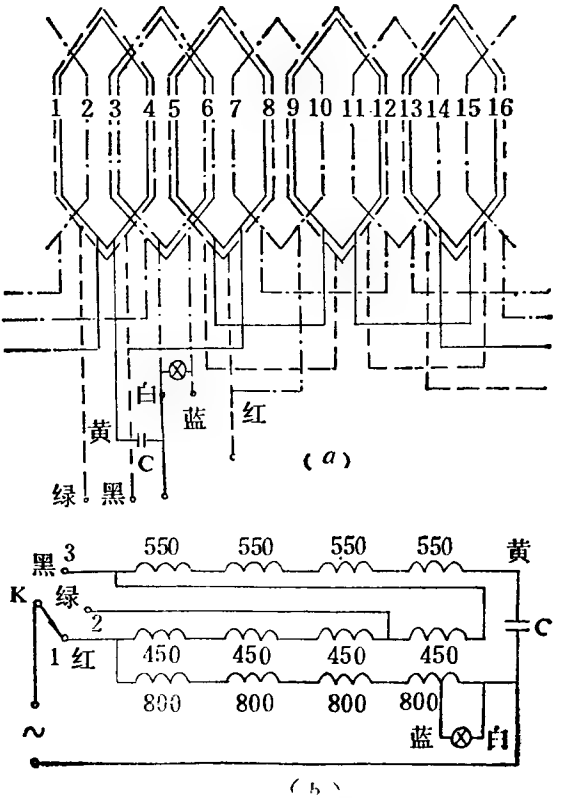


图 8-7　抽头调速的绕组接线

(*a*) 绕组展开图　　(*b*) 接线原理

1——高速档；　2——中速档；　3——低速档；

—·—·—　——主绕组；

————————　——副绕组；

— — — —　——中间绕组。

§8-3 自耦变压器调速

应用自耦变压器降低主、副绕组的电压，或者只降低主绕组的电压，都能实现调速的目的。具体的接线方案如图8-8(*a*)、(*b*)、(*c*)所示。图8-8(*a*)的接线特点是不论哪档转速下，主、副绕组的电压总是相等的。图8-8(*b*)接法中，调速前后主相绕组电压变化比例较大，副相绕组的电压变化较小。图8-8(*c*)的接法，在调节转速时只改变主相的电压，副相的电压保持不变。

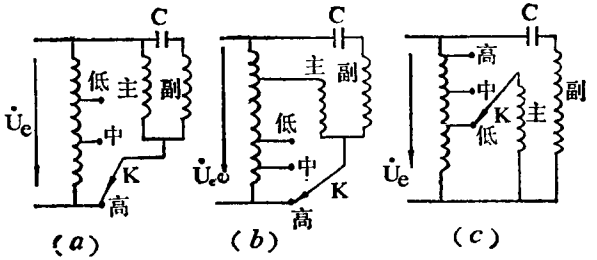


图8-8 自耦变压器调速接线原理

(*a*) 主、副相等值变压调速
(*b*) 主、副相不等值变压调速
(*c*) 主相变压调速

§8-4 其他调速方法

除以上讨论的几种常用调速方法之外，对单相电容异步

电动机还可用下列方法实现调速。

一、电容器串、并联接法调速

利用电容器串、并联接法的变化，实现单相电动机转速调节的目的，其接线原理如图 8-9 所示。当电容器 C 与副

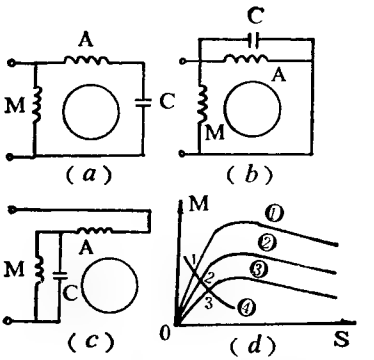


图 8-9　电容器串、并联接法调速

(a) C、A 串联　　(b) C、A 并联
(c) C、M 并联　　(d) M—S 曲线

绕组 A 串联时，见图 8-9(a)，电动机获得最高转速，相应的 M—S 曲线如图 8-9(d) 中的曲线①所示。若把同一电容器 C 并联于副相绕组 A，见图 8-9(b)，则得到图 8-9(d) 中的 M—S 曲线②。若将电容器 C 与主相绕组 M 并联，见图 8-9(c)，然后主、副相绕组串接起来施加单相电压，这时又得到图 8-9(d) 中的 M—S 曲线③。上述各条 M—S 曲线与负载的机械特性曲线④的交点分别为 1、2、3，即对应于不

同的电动机转速。

二、副相串阻抗调速

在副相绕组的电路中串接一个可调节的外阻抗 $Z=R+jX$，如图 8-10 所示。当此外阻抗 Z 的值改变时，其对应的

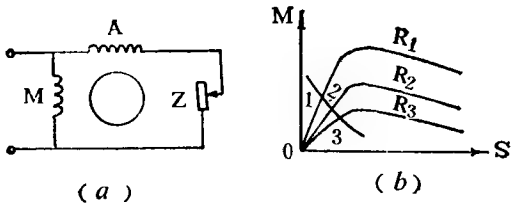


图 8-10　副相串阻抗调速

(a) 接线原理　　(b) 特性曲线

电动机 M—S 曲线作相应的变化，例如，当外接电阻 R 逐级加大时，主、副绕组电流 $\dot{I}_M$、$\dot{I}_A$ 的相位差角增大，M—S曲线逐级升高，达到调节电动机转速的目的。

三、可控硅装置调速

目前应用于单相电容电动机调速的可控硅线路较多，图 8-11 所示的线路是比较简单经济的一种。其调速原理是通过调节移相元件 R_1 来改变 T_1 导通角的大小，R_1 阻值小时，可控硅 T_1'的导通角大，线路电流大，电动机的转速高。R_1 的阻值大时，则反之。

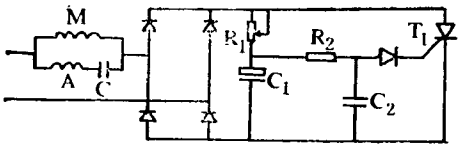


图 8-11　可控硅调速线路

四、改变接法和电容调速

改变接法和电容调速的接线原理如图 8-12 所示。这种调速方法高速档与一般接法相同。调速时可将主、副绕组串联，实现降压，同时将电容器并联在副绕组的两端，对副绕组的电流起移相作用，改变不同的电容量则可获得不同的转速。这种调速方法，当改变接法以后，也可将电容与主绕组并联，这样又可实现调速后的电动机转向与原转向相反。见图 8-12 所示，各转速档的具体接法如下：

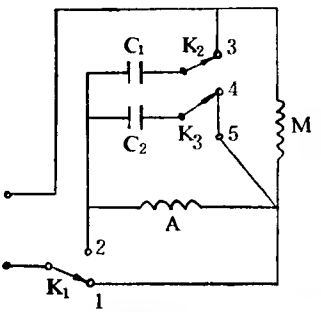


图 8-12　改变接法和电容调速线路

高速档：K_1 接 1；K_2 接 3；K_3 开路

中速档：K_1 接 2；K_2 接 4；K_3 接 5

低速 I：K_1 接 2；K_2 开路；K_3 接 5

低速 II：K_1 接 2；K_2 接 4；K_3 开路

综上所述，单相异步电动机的调速方法可以采用多种途径，其中主要的是变压调速、改变磁场椭圆度调速、改变电路阻抗调速等。

单相异步电动机的制动问题，即快速停转问题，在某些场合下也很必要解决。例如风扇电动机，为了保证安全，当人手触及风扇网罩时，要求风扇快速停止旋转，防止人身事故。为实现电动机的快速制动，可以用直流电流通入电动机的绕组中，产生的恒定磁场使转子感应电流并产生制动力矩，使电动机很快停下来。为此，风扇中装有一个专用的控制电路，当人手触及风扇网罩时，该控制电路经整流元件，把交流电变为直流电送入电机绕组，实现快速制动。其工作原理如图 8-13 所示。当人手触及风扇罩时，通过触摸开关，经控制电路使常闭触点 K 打开，直流电通入电机绕组中，显然，这种方法属于能耗制动。

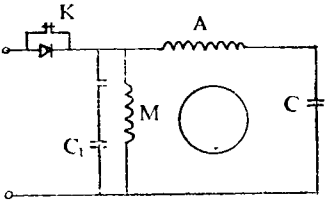


图 8-13　快速制动线路

§8-5　抽头调速电容电动机的特性计算

一、概述

本章第二节中我们介绍了抽头调速的三种接线方式，为了使抽头调速电动机的计算结果具有普遍意义，这里针对一

种典型接线进行研究。典型抽头调速的接线原理见图 8-14 所示。图中 *A* 为副绕组，*B* 为主绕组，*D* 为副相的抽头调速绕

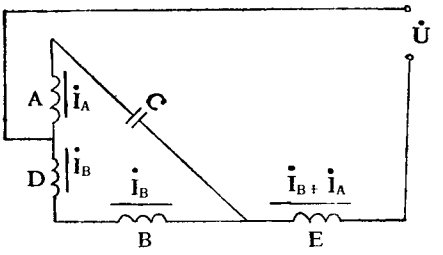


图 8-14　典型抽头调速接线原理图

组，*E* 为串接在主、副绕组前边的调速绕组。如果没有绕组 *E*，就是 *L* 型接线方式，如果没有绕组 *D*，就是 *T* 型接线方式，如果没有绕组 *D* 及 *E*，便是不调速的正常接线情况。

为了简化分析与计算，在工程误差允许的条件下，可以作如下假定：

1．铁磁路不饱和，可以应用叠加原理；

2．忽略铁心损耗与机械损耗对计算过程的影响，最后在总机械功率中再扣除这两项损耗；

3．主绕组 *B* 与调速绕组 *E* 的轴线重合在横轴，副绕组 *A* 与调速绕组 *D* 的轴线重合在纵轴，两轴线在空间相隔 90° 电角度，且 *B*、*E* 与 *A*、*D* 之间没有互感；

4．各绕组的电流正方向按图 8-14 规定，各绕组磁势的正方向都指向电机的中心，各绕组感应电压的正方向与其电流正方向一致；

5．A、D、E 各绕组的匝数都折算为主绕组 B 的有效匝数，有效匝数比分别为

$$\left.\begin{aligned} a_A &= \frac{W_A K_{dpA}}{W_B K_{dpB}} \\ a_D &= \frac{W_D K_{dpD}}{W_B K_{dpB}} \\ a_E &= \frac{W_E K_{dpE}}{W_B K_{dpB}} \end{aligned}\right\} \tag{8-1}$$

式中 K_{dpA}、K_{dpB}、K_{dpD}、K_{dpE} 分别为绕组 A、B、D、E 的基波绕组系数；

6．全部分析与计算，只考虑基波，不计及谐波的影响。

每个绕组中有两种电压降，一个是绕组本身的电流在该绕组漏阻抗上的压降，另一个是气隙中合成旋转磁场在该绕组中的感应电压降。漏阻抗压降与其他绕组电流无关，感应电压降与每个绕组的电流都相关，因为合成磁场是由各个绕组的电流共同产生的。

二、磁势计算

绕组 B、E 共同产生的横轴磁势为

$$\begin{aligned} \dot{I}_B W_B K_{dpB} + \dot{I}_E W_E K_{dpE} &= \dot{I}_B W_B K_{dpB} + (\dot{I}_A + \dot{I}_B) W_E K_{dpE} \\ &= \dot{I}_B W_B K_{dpB} + (\dot{I}_A + \dot{I}_B) a_E W_B K_{dpB} \\ &= [\dot{I}_B + a_E(\dot{I}_A + \dot{I}_B)] W_B K_{dpB} \end{aligned} \tag{8-2}$$

式中 $\dot{I}_B + (\dot{I}_A + \dot{I}_B)a_E$ 为产生横轴磁势的电流折算到主绕组有效匝数后的值。

绕组 A、D 共同产生的纵轴磁势为

$$\begin{aligned}&\dot{I}_A W_A K_{dpA} - \dot{I}_B W_D K_{dpD}\\&= a_A \dot{I}_A W_B K_{dp9} - a_D \dot{I}_B W_B K_{dpB}\\&= (a_A \dot{I}_A - a_D \dot{I}_B) W_B K_{dp9}\end{aligned} \tag{8-3}$$

式中 $a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B$ 为产生纵轴磁势的电流折算到主绕组有效匝数后的值。式(8-3)中右边的第二项取负号，是由于绕组 D 中通过正向电流 $\dot{I}_B$ 时，产生的磁势方向与规定的正方向相反。

横轴脉振磁势分解的正、反转圆形旋转磁势的幅值为

$$F_{q+} = F_{q-} = \frac{1}{2}[\dot{I}_B + a_E(\dot{I}_A + \dot{I}_B)]W_B K_{dp9} \tag{8-4}$$

纵轴脉振磁势分解的正、反转圆形旋转磁势的幅值为

$$F_{d+} = F_{d-} = \frac{1}{2}(a_A \dot{I}_A - a_D \dot{I}_B) W_B K_{dp9} \tag{8-5}$$

电动机中共存在着四个圆形旋转磁势，两个正转磁势，两个反转磁势。当电动机以转速 n 运行时，正转磁场的转差率为 S，反转磁场的转差率为 $2-S$。每一个圆形旋转磁场的作用都可以等效地视为一台两相对称运行的异步电动机，正如第七章第二节所阐明的情况。对应于正、负序对称两相异步电动机的等值电路如图 8-15 所示。

图中各符号的意义如下：

x_{mB}——主绕组 B 的激磁电抗；

x'_{B2}——折算到主绕组后的转子漏电抗；

r'_{B2}——折算到主绕组后的转子电阻；

Z_{Bf}——主绕组 B 的正序负载阻抗；

Z_{Bb}——主绕组 B 的负序负载阻抗。

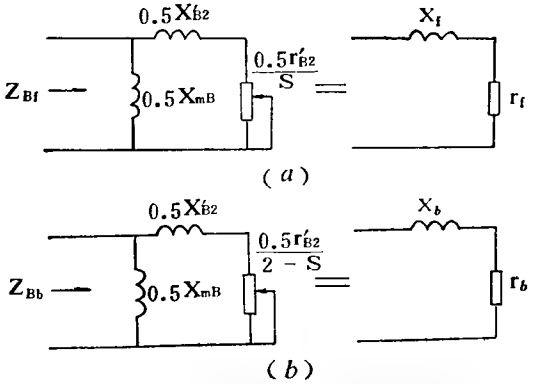


图 8-15　B 绕组的正、负序等值电路

(a) 正序等值电路　　(b) 负序等值电路

$$\left.\begin{aligned} Z_{Bf} &= r_f + jx_f \\ Z_{Bb} &= r_b + jx_b \end{aligned}\right\} \tag{8-6}$$

Z_{Bf}、r_f、x_f、Z_{Bb}、r_b、x_b 的计算方法与第四章中相应的计算公式一致。

三、电压计算

横轴脉振磁场分解出的正、负序旋转磁场在绕组 B、E 中的感应电压为

$$\dot{U}_{Bfq} = -\dot{E}_{Bfq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]Z_{Bf} \tag{8-7}$$

$$\dot{U}_{Bbq} = -\dot{E}_{Bbq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]Z_{Bb} \tag{8-8}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{Efq} &= -\dot{E}_{Efq} = -a_E\dot{E}_{Bfq} \\ &= [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_E Z_{Bf} \end{aligned} \tag{8-9}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{Ebq} &= -\dot{E}_{Ebq} = -a_E\dot{E}_{Bbq} \\ &= [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_E Z_{Bb} \end{aligned} \tag{8-10}$$

因为 A、D 绕组的轴线在空间领前 B、E 绕组的轴线 90° 电角度，所以横轴脉振磁场分解出的正、负序旋转磁场在绕组 A、D 中的感应电压为

$$\dot{U}_{Afq} = -\dot{E}_{Afq} = -ja_A\dot{E}_{Bfq} = j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_AZ_{Bf} \tag{8-11}$$

$$\dot{U}_{Abq} = -\dot{E}_{Abq} = ja_A\dot{E}_{Bbq} = -j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_AZ_{Bb} \tag{8-12}$$

$$\dot{U}_{Dfq} = -\dot{E}_{Dfq} = ja_D\dot{E}_{Bfq} = -j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_DZ_{Bf} \tag{8-13}$$

$$\dot{U}_{Dbq} = -\dot{E}_{Dbq} = -ja_D\dot{E}_{Bbq} = j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_DZ_{Bb} \tag{8-14}$$

式(8-13)、(8-14)中的符号与式(8-11)、(8-12)的相反，是因为绕组 D 中电流正方向与电压正方向规定的相反之故。

根据上述的道理，纵轴脉振磁场分解出的正、负序旋转磁场，分别在绕组 A、D、B、E 中的感应电压为

$$\dot{U}_{Afd} = -\dot{E}_{Afd} = (a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_AZ_{Bf} \tag{8-15}$$

$$\dot{U}_{Abd} = -\dot{E}_{Abd} = (a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_AZ_{Bb} \tag{8-16}$$

$$\dot{U}_{Dfd} = -\dot{E}_{Dfd} = -(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_DZ_{Bf} \tag{8-17}$$

$$\dot{U}_{Dbd} = -\dot{E}_{Dbd} = -(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_DZ_{Bb} \tag{8-18}$$

$$\dot{U}_{Bfd} = -\dot{E}_{Bfd} = -j\frac{\dot{E}_{Afd}}{a_A} = -j(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)Z_{Bf} \tag{8-19}$$

$$\dot{U}_{Bbd} = -\dot{E}_{Bbd} = j\frac{\dot{E}_{Abd}}{a_A} = j(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)Z_{Bb} \tag{8-20}$$

$$\dot{U}_{E_{fd}} = -\dot{E}_{E_{fd}} = -j\frac{\dot{E}_{A_{fd}}}{a_A}\cdot a_E$$

$$= -j(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_E Z_{B_f} \tag{8-21}$$

$$\dot{U}_{E_{bd}} = -\dot{E}_{E_{bd}} = j\frac{\dot{E}_{A_{bd}}}{a_A}\cdot a_E$$

$$= j(a_A\dot{I}_A - a_D\dot{I}_B)a_E Z_{B_b} \tag{8-22}$$

主绕组 B 中的漏阻抗压降为

$$\dot{I}_B Z_{B1} \tag{8-23}$$

调速绕组 E 中的漏阻抗压降为

$$(\dot{I}_A + \dot{I}_B)Z_{E1} \tag{8-24}$$

调速绕组 D 中的漏阻抗压降为

$$\dot{I}_B Z_{D1} \tag{8-25}$$

副绕组 A 中的漏阻抗压降为

$$\dot{I}_A Z_{A1} \tag{8-26}$$

上述各漏阻抗 Z_{E1}、Z_{D1}、Z_{A1} 都不需要折算到主绕组。

移相电容器 C 中的电压降为

$$-j\dot{I}_A x_C \tag{8-27}$$

由于主绕组 B 和调速绕组 E 的轴线重合，且两绕组的线圈全部或部分地嵌入相同的槽中，故两者的槽漏磁、端部漏磁、谐波漏磁是互相匝链的，彼此间会产生漏磁互感压降，设漏磁互感系数为 M_{BE}，且二者的同名端相对应，则有：

主绕组 B 中的漏磁互感压降为

$$j(\dot{I}_A + \dot{I}_B)M_{BE}x_{B1} \tag{8-28}$$

调速绕组 E 中的漏磁互感压降为

$$j\dot{I}_B M_{BE} x_{B1} \tag{8-29}$$

式中 x_{B1} 为主绕组 B 的漏电抗。

同理，副绕组 A 与调速绕组 D 之间的漏磁互感系数为 M_{AD}，且二者的同名端相反，则有：

副绕组 A 中的漏磁互感压降为

$$-j\dot{I}_B M_{AD} x_{A1} \tag{8-30}$$

调速绕组 D 中的漏磁互感压降为

$$-j\dot{I}_A M_{AD} x_{A1} \tag{8-31}$$

式中 x_{A1} 为副绕组 A 的漏电抗。

四、电流计算

公式（8-7）～（8-31）给出了每个绕组的各项电压计算式，分别列出主绕组和副绕组的电压平衡方程式，联立求解，就可以计算主、副绕组的电流 $\dot{I}_B$、$\dot{I}_A$。因电压平衡方程式过于冗长，此处以各项压降公式的编号代之。则有：

主绕组回路电压平衡方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U} = {} & (8\text{-}7) + (8\text{-}8) + (8\text{-}9) + (8\text{-}10) + (8\text{-}13) + (8\text{-}14) \\ & + (8\text{-}17) + (8\text{-}18) + (8\text{-}19) + (8\text{-}20) + (8\text{-}21) \\ & + (8\text{-}22) + (8\text{-}23) + (8\text{-}24) + (8\text{-}25) + (8\text{-}28) \\ & + (8\text{-}29) + (8\text{-}31)\end{aligned} \tag{8-32}$$

副绕组回路电压平衡方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U} = {} & (8\text{-}9) + (8\text{-}10) + (8\text{-}11) + (8\text{-}12) + (8\text{-}15) \\ & + (8\text{-}16) + (8\text{-}21) + (8\text{-}22) + (8\text{-}24) + (8\text{-}26) \\ & + (8\text{-}27) + (8\text{-}29) + (8\text{-}30)\end{aligned} \tag{8-33}$$

当假定漏磁互感系数 $M_{BE} = M_{AD} = 0$ 时，方程（8-32）、

(8-33) 分别简化为

$$\dot{U} = Z_{BB_1}\dot{I}_B + Z_{BB_2}\dot{I}_A \tag{8-34}$$

$$\dot{U} = Z_{AA_2}\dot{I}_B + Z_{AA_1}\dot{I}_A \tag{8-35}$$

式中

Z_{BB_1}——对应于电流 $\dot{I}_B$ 的等效自阻抗；

Z_{BB_2}——对应于电流 $\dot{I}_A$ 的等效互阻抗；

Z_{AA_1}——对应于电流 $\dot{I}_A$ 的等效自阻抗；

Z_{AA_2}——对应于电流 $\dot{I}_B$ 的等效互阻抗。

这些阻抗分别为

$$Z_{BB_1} = [(1+a_E)^2 + a_D^2]Z_{fb1} + Z_{B_1} + Z_{E_1} + Z_{D_1} \tag{8-36}$$

$$Z_{BB_2} = [a_E(1+a_E) - a_A a_D]Z_{fb1} - j[a_A(1+a_E) + a_E a_D]Z_{fb2} + Z_{E_1} \tag{8-37}$$

$$Z_{AA_2} = [a_E(1+a_E) - a_A a_D]Z_{fb1} + j[a_A(1+a_E) + a_E a_D]Z_{fb2} + Z_{E_1} \tag{8-38}$$

$$Z_{AA_1} = (a_A^2 + a_E^2)Z_{fb1} + Z_{A_1} + Z_{E_1} + Z_c \tag{8-39}$$

式中

$$Z_{fb1} = Z_{B_f} + Z_{B_b} \tag{8-40}$$

$$Z_{fb2} = Z_{B_f} - Z_{B_b} \tag{8-41}$$

$$Z_c = r_c - jx_c \tag{8-42}$$

由公式(8-34)与(8-35)，得到

$$\dot{I}_B = \frac{Z_{AA_1} - Z_{BB_2}}{Z_{AA_1}Z_{BB_1} - Z_{AA_2}Z_{BB_2}}\dot{U} \tag{8-43}$$

$$\dot{I}_A = \frac{Z_{BB_1} - Z_{AA_2}}{Z_{AA_1}Z_{BB_1} - Z_{AA_2}Z_{BB_2}}\dot{U} \tag{8-44}$$

两个正向旋转磁场在主绕组 B 与调速绕组 E 中的感应电压之和为

$$\dot{E}_{BEf} = (8\text{-}7) + (8\text{-}9) + (8\text{-}19) + (8+21)$$

$$= \left[\left(1 + j\frac{a_D}{1+a_E}\right)\dot{I}_B + \frac{a_E - ja_A}{1+a_E}\dot{I}_A\right](1+a_E)^2 Z_{Bf}$$

$$= \dot{I}_{BEf}(1+a_E)^2 Z_{Bf} \qquad (8\text{-}45)$$

两个反向旋转磁场在主绕组 B 与调速绕组 E 中的感应电压之和为

$$\dot{E}_{BEo} = (8\text{-}8) + (8\text{-}10) + (8\text{-}20) + (8\text{-}22)$$

$$= \left[\left(1 - j\frac{a_D}{1+a_E}\right)\dot{I}_B + \frac{a_E + ja_A}{1+a_E}\dot{I}_A\right](1+a_E)^2 Z_{Bb}$$

$$= \dot{I}_{BEb}(1+a_E)^2 Z_{Bb} \qquad (8\text{-}46)$$

式(8-45)、(8-46)启示我们，可以把主绕组 B 和调速绕组 E 看成为一个有效匝数是 $(1+a_E)W_B K_{dpB}$ 的等效主绕组 B'，进而把实际的抽头调速电容运转电动机，当作一台以单相单绕组 B' 运行的电动机，两者具有相同的运行性能。因为阻抗与有效匝数的平方成正比，所以：

等效主绕组 B' 的正序负载阻抗为

$$(1+a_E)^2 Z_{Bf} \qquad (8\text{-}47)$$

等效主绕组 B' 的负序负载阻抗为

$$(1+a_E)^2 Z_{Bb} \qquad (8\text{-}48)$$

等效主绕组 B' 中的正序电流为

$$\dot{I}_{BEf} = \left(1 + j\frac{a_D}{1+a_E}\right)\dot{I}_B + \frac{a_E - ja_A}{1+a_E}\dot{I}_A \qquad (8\text{-}49)$$

等效主绕组 B' 的负序电流为

$$\dot{I}_{BEb}=\left(1-j\frac{a_D}{1+a_E}\right)\dot{I}_B+\frac{a_E+ja_A}{1+a_E}\dot{I}_A \qquad (8\text{-}50)$$

五、抽头调速电容运转电动机的性能计算

正序电磁功率

$$P_f=I_{BEf}^2(1+a_E)^2r_{Bf} \qquad (8\text{-}51)$$

负序电磁功率

$$P_b=I_{BEb}^2(1+a_E)^2r_{Bb} \qquad (8\text{-}52)$$

合成电磁功率

$$\begin{aligned}P_M&=P_f-P_b\\&=(I_{BEf}^2r_{Bf}-I_{BEb}^2r_{Bb})(1+a_E)^2\end{aligned} \qquad (8\text{-}53)$$

正序电磁转矩

$$M_f=P_f/\Omega_1$$

负序电磁转矩

$$M_b=P_b/\Omega_1$$

合成电磁转矩

$$M=P_M/\Omega_1=\frac{P_f-P_b}{\Omega_1} \qquad (8\text{-}54)$$

转子绕组的铜损耗

$$p_{CU2}=SP_f+(2-S)P_b \qquad (8\text{-}55)$$

定子绕组的铜损耗

$$\begin{aligned}p_{CU1}&=p_{CUB}+p_{CUA}+p_{CUD}+p_{CUE}\\&=I_B^2r_{B1}+I_A^2r_{A1}+I_B^2r_{D1}+|\dot{I}_A+\dot{I}_B|^2r_{E1}\end{aligned} \qquad (8\text{-}56)$$

移相电容器的电损耗

$$p_C = I_A^2 r_C \tag{8-57}$$

定子各绕组中的电压构成情况如表 8-1 所示。

表 8-1

产生电压的原因 / 产生电压的绕组	主绕组 B 和调速绕组 E 产生的脉振磁场	
	正序旋转磁场	负序旋转磁场
主绕组 B	$\dot{U}_{Bfq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]Z_{Bf}$ (8-7)	$\dot{U}_{Bbq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]Z_{Bb}$ (8-8)
调速绕组 E	$\dot{U}_{Efq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_E Z_{Bf}$ (8-9)	$\dot{U}_{Ebq} = [(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_E Z_{Bb}$ (8-10)
副绕组 A	$\dot{U}_{Afq} = j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_A Z_{Bf}$ (8-11)	$\dot{U}_{Abq} = -j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_A Z_{Bb}$ (8-12)
调速绕组 D	$\dot{U}_{Dfq} = -j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_D Z_{Bf}$ (8-13)	$\dot{U}_{Dbq} = j[(1+a_E)\dot{I}_B + a_E\dot{I}_A]a_D Z_{Bb}$ (8-14)
移相电容 C		

续表

产生电压的原因 / 产生电压的绕组	副绕组 A 与调速绕组 D 产生的脉振磁场	
	正序旋转磁场	负序旋转磁场
主绕组 B	$\dot{U}_{Bfd}=-j(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)Z_{Bf}$ (8-19)	$\dot{U}_{Bbd}=j(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)Z_{Bb}$ (8-20)
调速绕组 E	$\dot{U}_{Efd}=-j(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_EZ_{Bf}$ (8-21)	$\dot{U}_{Ebd}=j(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_EZ_{Bb}$ (8-22)
副绕组 A	$\dot{U}_{Afd}=(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_AZ_{Bf}$ (8-15)	$\dot{U}_{Abd}=(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_AZ_{Bb}$ (8-16)
调速绕组 D	$\dot{U}_{Dfd}=-(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_DZ_{Bf}$ (8-17)	$\dot{U}_{Dbd}=-(a_A\dot{I}_A-a_D\dot{I}_B)a_DZ_{Bb}$ (8-18)
移相电容 C		

续表

产生电压的原因 / 产生电压的绕组	漏阻抗压降	漏磁互感电抗压降
主绕组 B	$\dot{I}_B Z_{B1}$ (8-23)	$j(\dot{I}_A+\dot{I}_B)M_{BE}x_{B1}$ (8-28)
调速绕组 E	$(\dot{I}_A+\dot{I}_B)Z_{E1}$ (8-24)	$j\dot{I}_B M_{BE}x_{B1}$ (8-29)
副绕组 A	$\dot{I}_A Z_{A1}$ (8-26)	$-j\dot{I}_B M_{AD}x_{A1}$ (8-30)
调速绕组 D	$\dot{I}_B Z_{D1}$ (8-25)	$-j\dot{I}_A M_{AD}x_{A1}$ (8-31)
移相电容 C	$-j\dot{I}_A x_C$ (8-27)	

注：表中(8-7)～(8-31)表示文中计算式的编号。

§8-6 调速电抗器的简化设计

一、电抗器电抗的确定

单相异步电动机的定子绕组引出线与调速电抗器串联后

接至单相电源，电抗器压降、电动机线端的压降、电源电压之间的关系为

$$U=\sqrt{(IR_F+IR_r)^2+(Ix_F+Ix_r)^2} \tag{8-58}$$

式中

R_F、x_F——电机线端的电阻和感抗；

R_r、x_r——电抗器的电阻和感抗；

U、I——电源电压和电机的线电流。

电机的电压相量图如图 8-16 所示。

因为 $R_r \ll x_r$，初算时，为方便计，设 $IR_r=0$，因而求得的 Ix_r 一定偏高，为使计算结果尽量接近最后值，应在 Ix_r 项引入缩减系数 K，一般可取 $K=0.8$ 左右，即以 Ix_r/K 代替原来的 Ix_r。将 $K=0.8$ 代入式(8-58)，化简后得

$$x_r^2+Px_r+Q=0 \tag{8-59}$$

式中

$$P=1.6\,x_F$$

$$Q=0.64\left(R_F^2+x_F^2-\frac{U^2}{I^2}\right)$$

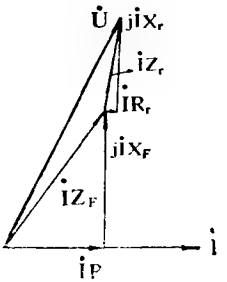


图 8-16　电压相量图

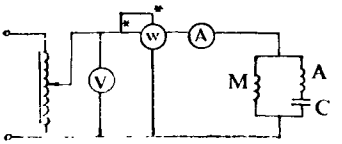


图 8-17　参数测试线路

解式(8-59)取正根，即为调速电抗器的电抗。系数P、Q可由图 8-17 试验结果求得。

改变调压器电压，测量预计转速下的电压U、电流I、功率W，就可计算电机的参数R_F、x_F。即

$$Z=\frac{U}{I}$$

$$R=\frac{W}{I^2}$$

$$X=\sqrt{Z^2-R^2}$$

$$x_F=X-(x_A+x_W)$$

$$R_F=R-(R_A+R_W)$$

式中 U——电压表读数（伏）；

I——电流表读数（安）；

W——功率表读数（瓦）；

$x_A=2\pi fL_A$——电流表感抗（欧）；

$x_W=2\pi fL_W$——功率表感抗（欧）；

L_A——表头上标明的电流表自感系数；

L_W——表头上标明的功率表自感系数；

R_A——表头上标明的电流表内阻；

R_W——表头上标明的功率表电流线圈内阻。

二、电抗器铁心尺寸的确定

通常多采用 E 形铁心，形状如图 8-18 所示。

尺寸 A 由经验公式确定，即有

$$A=(0.8\sim0.9)\sqrt[4]{U_rI}$$

$$=(0.8\sim0.9)\sqrt[4]{I^2x_r}\quad(\text{厘米})$$

图 8-18 中的其他尺寸与 A 的关系分别为

$$C=(0.5\sim0.75)A$$

$$D=0.5A$$

$$E=(0.5\sim0.6)A$$

$$H=(1.7\sim2.3)A$$

$$R=(0.4\sim0.65)A$$

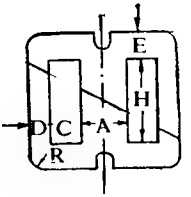


图 8-18 电抗器铁心冲片

电抗器的铁心叠片厚度 $B'=(0.7\sim1)A$。

三、电抗器线圈计算

电抗器的电压降 U_r 为

$$U_r\approx E_r=4.44fBS_tW\times10^{-8}$$

由此得电抗器的线圈匝数

$$W=\frac{U_r\times10^8}{4.44fBS_t}$$

式中 $U_r\approx Ix_r$——电抗器上电压降（伏）；

E_r——电抗器线圈中的感应电势（伏）；

f——电源频率（赫）；

B——电抗器铁心柱磁通密度，一般取 15000～16500（高斯）；

$S_t=K_CA\cdot B'$——电抗器铁心柱截面积（厘米^2）；

K_C——铁心叠压系数，对于 0.5 毫米厚不涂漆硅钢

片，取 $K_C=0.95$。

四、线圈导线直径的确定

线圈导线的截面积为

$$S=I_2/\Delta j$$

式中 I_2——与第二档转速相对应的电机线电流（安）；

Δ_j——电抗器线圈的电流密度，一般可取6～7(安/毫米^2)。

导线直径应为

$$\phi=\sqrt{4S/\pi}\ \text{（毫米）}$$

对于单相电容电动机，电抗器线圈一般选用与主绕组相同的线径，对罩极式电动机则选用与定子主相绕组相同的线径。

五、校核并最后确定线圈匝数

依照上面的步骤，由理论计算出来的线圈匝数，必须经过试验校核才能最终确定，校验方法有下列两种。

1．实测法

将所设计制造的调速电抗器，与电动机直接串联进行实测，如果电动机的转速比预计的高，则应适当增加电抗器线圈的匝数，反之则应适当减少匝数。

2．阻抗变换法

利用阻抗变换法校验，其接线原理如图 8-19 所示。调压器采用 500 伏安单相调压器，这种调压器的短路阻抗 $Z_K\approx0$，励磁阻抗 $Z_m\approx\infty$，称为理想的阻抗变换器。K 为换

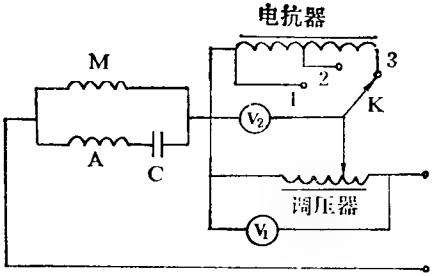


图 8-19　阻抗变换法校验电抗器

接开关，K 在位置 2 时，可校验第二档时的匝数 W_2（即 1～2 段的匝数），在位置 3 时，可校验第三档的匝数 W_3（即 1～3 段的匝数）。校验方法是通过调整调压器的电压，使电动机的转速达到预定值，得到变比

$$K' = U_1/U_2$$

则重新设计的电抗器线圈匝数应为

$$W' = K' \cdot W$$

式中 U_1、U_2 分别是调压器原、副边的电压，W、W' 分别是调试前、后电抗器线圈的匝数。

六、设计实例

一台 400 毫米电容式台扇，电源电压为 220 伏，频率 50 赫。设计其三档调速的电抗器。

1．计算电抗器的电抗

按图 8-17 接线，测得预定转速时的电压、电流和功率，列入电扇参数试验数据表。

电扇参数试验数据

	第二档	第三档
电压（伏）	190	160
电流（安）	0.285	0.245
功率（瓦）	48	35
转速（转/分）	969	726
频率（赫芝）	50	50

已知图 8-17 中电流表内阻 $R_A=14.5$ 欧，电感 $L_A=23$ 毫亨，电抗 $x_A=7.222$ 欧，功率表内阻 $R_W=5.1$ 欧，电感 $L_W=5.2$ 毫亨，电抗 $x_W=1.6$ 欧。据此可计算电抗器的电抗值。

第二档时：

$$Z=\frac{190}{0.285}=666.7\ (欧)$$

$$R=\frac{48}{0.285^2}=591\ (欧)$$

$$x=\sqrt{666.7^2-591^2}=308.6\ (欧)$$

电扇电机的等值参数为

$$R_F=591-(14.5+5.1)=571.4\ (欧)$$

$$x_F=308.6-(7.2+1.6)=299.8\ (欧)$$

系数为

$$P=1.6\times299.8=479.6$$

$$Q = 0.64\left[571.4^2 + 299.8^2 - \left(\frac{220}{0.285}\right)^2\right]$$

$$= -1.149\times10^5$$

解方程式 $x_r^2 + 479.6x_r - 1.149\times10^5 = 0$，取正根得

$$x_r = 174 \text{（欧）}$$

第三档时：

$$Z = \frac{160}{0.245} = 653.1 \text{（欧）}$$

$$R = \frac{35}{0.245^2} = 583.1 \text{（欧）}$$

$$x = \sqrt{653.1^2 - 583.1^2} = 294.2 \text{（欧）}$$

电扇电机的等值参数为

$$R_F = 583.1 - (14.5 + 5.1) = 563.5 \text{（欧）}$$

$$x_F = 294.2 - (7.2 + 1.6) = 285.4 \text{（欧）}$$

系数为

$$P = 1.6\times285.4 = 456.6$$

$$Q = 0.64\left[563.5^2 + 285.4^2 - \left(\frac{220}{0.245}\right)^2\right]$$

$$= -2.61\times10^5$$

解方程式 $x_r^2 + 456.6x_r - 2.61\times10^5 = 0$，取正根得

$$x_r = 331.3 \text{（欧）}$$

2．电抗器铁心尺寸计算

第二档时：

$$A=(0.8\sim0.9)\sqrt[4]{I^2x_r}$$

$$=(0.8\sim0.9)\sqrt[4]{0.285^2\times174}$$

$$=1.56\sim1.75\ (\text{厘米})。$$

第三档时：

$$A=(0.8\sim0.9)\sqrt[4]{0.245^2\times331.3}$$

$$=1.69\sim1.9\ (\text{厘米})。$$

实际取 $A=1.9$ 厘米，其他尺寸相应如下：

$$C=0.67\times1.9=1.27\ (\text{厘米})$$

$$D=0.5\times1.9=0.95\ (\text{厘米})$$

$$E=0.58\times1.9=1.11\ (\text{厘米})$$

$$H=2\times1.9=3.8\ (\text{厘米})$$

$$R=0.42\times1.9=0.8\ (\text{厘米})$$

$$B'=0.84\times1.9=1.6\ (\text{厘米})$$

硅钢片厚度一般为 0.5 毫米，钢号可选用 D_{11} 或 D_{21}。

3．电抗器线圈计算

电抗器线圈的匝数为

$$W_2=\frac{Ix_r\times10^8}{4.44fBS_t}$$

$$=\frac{0.285\times174\times10^8}{4.44\times50\times0.95\times1.9\times1.6\times16000}$$

$$=483\ (\text{匝})$$

$$W_3=\frac{0.245\times331.3\times10^8}{4.44\times50\times0.95\times1.9\times1.6\times16000}$$

$$=790\ (\text{匝})$$

导线直径选用与主绕组相同的线径 $\phi 0.23$。

4．校验并最后确定线圈匝数

按图 8-19 接线，测出 2、3 档的变比为

$$K_2 = \frac{30}{32} = 0.9375$$

$$K_3 = \frac{62}{64} = 0.97$$

从而有 $W_2' = K_2 W_2 = 0.9375 \times 483 = 450$（匝）

$W_3' = K_3 W_3 = 0.97 \times 790 = 765$（匝）

实际使用的匝数为：$W_2 = 450$ 匝，$W_3 = 450 + 360 = 810$ 匝。

§8-7 抽头调速的中间绕组简化计算

以副绕组和抽头调速中间绕组同轴放置的 L 型接线方式的电机为例予以说明，接线原理如图 8-5 所示。在第一档（快速档）运行时，中间绕组的匝数完全串入副绕组中，主绕组的匝数不变；在第二档（中速档）运行时，中间绕组的匝数分为两部分，分别串入主、副绕组中去；在第三档（慢速档）运行时，中间绕组全部串入主绕组中，副绕组的匝数不变。

一、中间绕组线规的确定原则

考虑到第二、三档运行时，中间绕组的部分或全部匝数接入主绕组回路，通常电流要大些，尤以第二档时更为突出，所以中间绕组的线径要比副绕组大 1～2 号为好，但比

主绕组的线径可小些。

估算中间绕组导线的截面积 S_2 为

$$S_2 = I_2/\Delta j$$

式中 I_2 为第二档时，流过中间绕组的电流，也即第二档运行时的主绕组电流。Δj 为电流密度，一般取 6～7 安/毫米^2，由此可得中间绕组的线径为

$$d_2 = \sqrt{\frac{4S_2}{\pi}} \quad (\text{毫米})$$

取最接近的标准线径即可。由于中间绕组线规增大，必须对槽满率进行核算，一般槽满率控制在 70% 左右为宜。

二、中间绕组匝数的计算

实验指出，电扇类电动机的转速大体上与输入电压成线性关系，其近似表达式为

$$U = K_n n + U_0$$

式中 U_0 为电扇起动电压，其值与电机参数有关，一般为 75～85 伏；K_n 为与电机参数、风叶角度有关的系数，一般取 0.1～0.2。由此说明，改变电机的输入电压即可改变其转速。

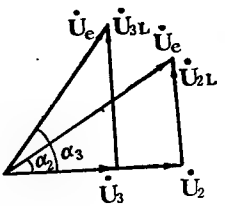


图 8-20　电压相量图

将需要的第二档与第三档的转速 n_2 和 n_3 代入上述表达式，算出相应的输入电压 U_2 和 U_3。为了计算方便，假设电机运行在对称状态，则可以作出相应的主绕组电压相量图，如图 8-20 所示。

由相量图可知

$$\left.\begin{aligned} U_{2L} &= U_2 \operatorname{tg} \alpha_2 \\ U_{3L} &= U_3 \operatorname{tg} \alpha_3 \end{aligned}\right\}$$

式中 U_{2L}、U_{3L} 为第二档和第三档运行时中间绕组上的电压；角度 α_2、α_3 由下式确定

$$\left.\begin{aligned} \alpha_2 &= \cos^{-1}\frac{U_2}{U} \\ \alpha_3 &= \cos^{-1}\frac{U_3}{U} \end{aligned}\right\}$$

根据匝数与电压成正比的关系，已知 U_{2L}、U_{23} 后，就可算出相应于第二、三档时中间绕组的匝数。但是，上面计算 U_{2L}、U_{3L}、α_2、α_3 时所依据的电压相量图，是以对称运行的圆形磁场为前提条件得出的，实际上电机气隙磁场的椭圆度是相当大的，反向制动转矩影响很大，所以按这样的计算结果绕制中间绕组的匝数，电动机的转速必定较低，因而需要引入修正系数，也称为负序磁场影响系数 K'（一般为 0.4～0.45），于是，第二、三档时中间绕组的匝数计算式如下

$$W_2 = K'W \operatorname{tg} \alpha_2$$

$$W_3 = K'W \operatorname{tg} \alpha_3$$

式中 W 即原来主绕组的匝数。

计算出中间绕组的匝数 W_2、W_3 之后，还应当用阻抗变换法予以校验调整，方法如前一节所述，接线原理如图 8-21 所示。

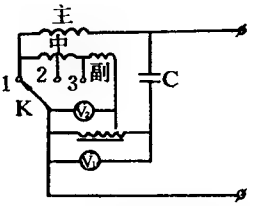


图 8-21　阻抗变换法校验中间绕组

三、计算实例

一台 400 毫米电容式单相交流电扇电机，为三档抽头式调速结构。已知 $U=220$ 伏，主绕组匝数 $W=4\times490=1960$ 匝，副绕组匝数为 $W=4\times792=3168$ 匝。要求中速档 $n_2=1000$ 转/分，慢速档 $n_3=800$ 转/分。抽头调速中间绕组 W_2、W_3 的计算如下：

$$U_2=K_n n_2+U_0=0.11\times1000+80=190\ (\text{伏})$$

$$U_3=0.11\times800+80=168\ (\text{伏})$$

$$\alpha_2=\cos^{-1}\frac{U_2}{U}=\cos^{-1}\frac{190}{220}=30.3^\circ$$

$$\alpha_3=\cos^{-1}\frac{168}{220}=40.2^\circ$$

计算中间绕组的匝数为

$$W_2=K'W\operatorname{tg}\alpha_2=0.41\times1960\times\operatorname{tg}30.3^\circ=470\ (\text{匝})$$

$$W_3=K'W\operatorname{tg}\alpha_3=0.45\times1960\times\operatorname{tg}40.2^\circ=746\ (\text{匝})$$

利用阻抗变换法算出变比（见图 (8-21)

$$K_2=\frac{U_1}{U_2}=\frac{106}{104}=1.019$$

$$K_3=\frac{U_1}{U_2}=\frac{110}{104}=1.06$$

由此得到

$$W_2'=K_2W_2=1.019\times470=479\ (\text{匝})$$

$$W_3'=K_3W_3=1.06\times746=790\ (\text{匝})$$

最后确定的匝数如图 8-22 所示。中间绕组 1～2 间的匝数取

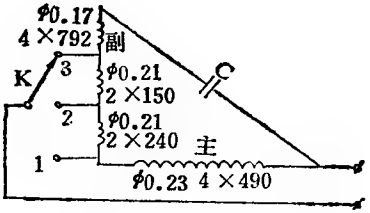


图 8-22　抽头调速接线图

$W_2'=2\times240=480$（匝），1～3 间的匝数取 $W_3'=2\times240+2\times150=780$（匝）。中间绕组的线径取 $\Phi0.21$ 毫米。

小　　结

本章介绍的各种调速方法，尽管形式不同，实质上都是降低施加于电动机绕组的电压，以降低主磁通，增大转差率达到调节转速的目的。由于异步电动机在一定的转差下，其电磁转矩与外施电压的平方成正比，因此，降压调速的同时，电磁转矩要下降，所以这些调速方法只适用于转矩随转速变化的负载场合。如鼓风机、电风扇等。

电抗器调速时，各档的调速比易于调整，电动机的绕线简单，修理方便。因为电抗器是一个铁心线圈，为节省材料，一般使磁路设计比较饱和，调速时，电动机与电抗器串联运行，线路电流必定含有三次谐波，影响运行性能，如电动机损耗增加，产生电磁噪声等。调速后，电压低，起动性能较差。

绕组抽头调速与串接电抗器调速比较，优点是节省了制造电抗器的材料和加工工时，造价降低。缺点是电动机的定子绕组有三种类型，多了一种调速绕组，使生产管理及绕线、嵌线工艺较麻烦。特别是各档速度比难以调整得合适，调速后，主、副绕组的匝数比α改变较大，对电容运转电动机不能满足产生圆形旋转磁场的条件，负序磁场较大，引起电磁噪音并增加电机的损耗，降低效率，且低速档的起动性能较差。

自耦变压器调速，除了具备电抗器调速的优点之外，由于调速时电机线路电流中无三次谐波，电流波形较好，气隙磁场波形好，调速后电机效率高，起动性能好，运行费用比其他方法都少。其缺点是需要一个如电抗器一样大小的自耦变压器，材料和工时都会增加。

第 九 章

单相异步电动机的参数测试

§9-1 两 相 电 源

单相电动机试验需要有相位差为 90° 的两相交流电源，但实际工作中遇到的只有单相与三相交流电源，因此，必须设法在现有单、三相电源的基础上获得移相 90° 的两相电源。

一、利用三相电源构成两相电源

当三相电源引出中点时，因为任一相的相电压（如 $\dot{U}_A$）与其余两相间的线电压（如 $\dot{U}_{BC}$）具有 90° 的相位差，如图 9-1 所示，故可用来作为两相电源，直接用于单相电动机的试验。如果电压等级不合适时，可以经过单相变压器变压后，再接至单相异步电动机的两个绕组。

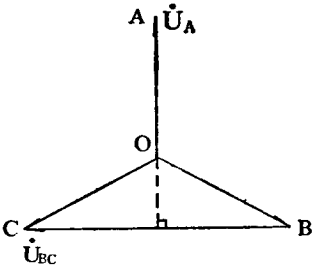


图 9-1 $\dot{U}_A$、$\dot{U}_{BC}$ 相量关系

二、制造人工中点获得两相电源

当三相电源没有引出中点时，可以利用具有中间抽头的电感线圈（或变压器的绕组）造成人工中点，如图 9-2 所

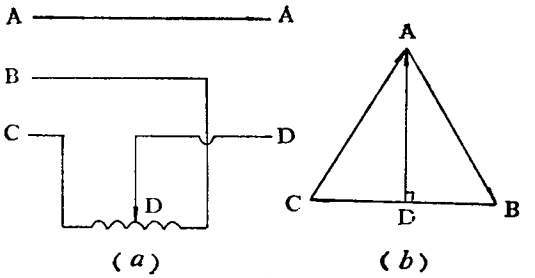


图 9-2　具有人工中点的两相电源
(a)接线图　　(b)相量图

示，将中间抽头的电感线圈接到电源的 B、C，抽头为 D，则电压 $\dot{U}_{DA}$ 与 $\dot{U}_{BC}$ 就成为移相 90° 的两相电压。

三、用三相变压器获得两相电源

当三相电源无中点时，将一台三相变压器原边接至三相电源，利用副边一相电压与其余两相的线电压构成移相 90° 的两相电源，如图 9-3 所示。

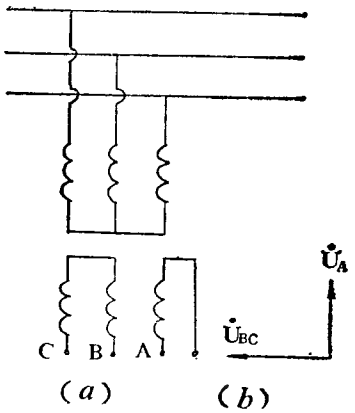


图 9-3　用三相变压器构成两相电源
(a)接线图　　(b)相量图

四、用两台单相变压器获得两相电源

两台单相变压器 A—A' 与 B—B' 是专门设计的。A—A' 变压器的原边绕组 A 有一中间抽头，原边额定电压一般按 380 伏设计，副边绕组 A' 的额定电压按 220 伏设计，原、副边的匝数比为 1.73。B—B' 同一般的单相变压器。当两台变压器的铁心相同时，若两台变压器的原边绕组连接成如图 9-4 (a)所示的星形接法，并接到三相对称电源上，因为单相变压器 B—B' 的原边电压为 $U_B = U_{cd} = U_{ad} = U_{bd} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{ab}$ $= 0.866 U_{ab}$，为了使两台变压器铁心中磁通相等，应有 $W_B = 0.866 W_A$，为使两台变压器副边电压相等，则有 $W_{A'} = W_{B'}$。由于原边电压 $\dot{U}_A$ 与 $\dot{U}_B$ 相位差为 90°，所以副边电

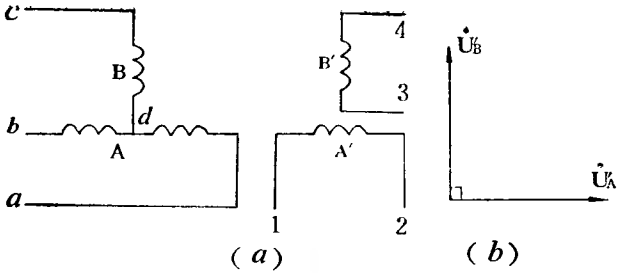


图 9-4　用单相变压器构成两相电源
(a)接线图　　(b)相量图

压 $\dot{U}'_A$ 与 $\dot{U}'_B$ 构成移相 90° 的两相对称电源，如图 9-4 (*b*) 的相量图所示。

五、利用三相线绕式异步电动机获得两相电源

将三相线绕式异步电动机的转子卡住不转，通过电刷与滑环给转子三相绕组引入三相可调的交流电压，定子三相对称绕组改接为 *X* 与 *B* 相连，*y* 与 *Z* 相连，如图 9-5 所示。

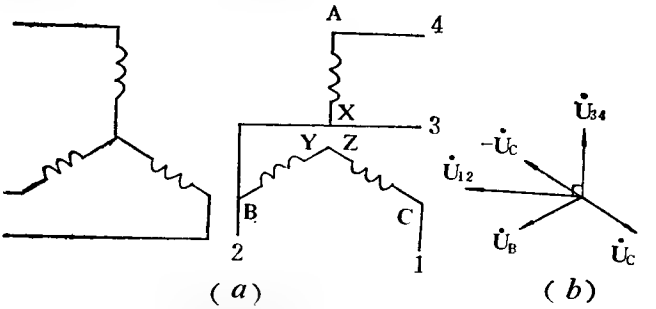


图 9-5　利用线绕式异步电动机构成两相电源
(a)接线图　　(b)相量图

则电压 $\dot{U}_{AX}$ 与 $\dot{U}_{BC}$ 就构成幅值不等、相位差为 90° 的两相电源。

§9-2 两相电源法测参数

利用移相 90° 的两相电源，作电动机的空载与短路试验，可以测试出单相异步电动机主、副绕组等值电路中的六个参数：r_1、x_1、r'_2、x'_2、r_m、x_m。

试验时，应保持主、副绕组的磁势安匝数相等，为此，当主、副绕组的有效匝数已知时，则有 $I_M W_M K_{dpM} = I_A W_A K_{dpA}$，即应使电流间的关系为：

$$I_M = aI_A = \frac{W_A K_{dpA} I_A}{W_M K_{dpM}} \tag{9-1}$$

当主、副绕组的有效匝数未知时，为了使两者的安匝数相等，气隙中产生合成的圆形旋转磁场，试验时，应使两相绕组的输入功率相等。主、副绕组的功率相等，是判断两绕组对称运行的依据，这是一个重要的物理概念。当然，这个概念只有在两相不对称绕组的轴线在空间相隔 90° 电角度时才成立。本章正是研究这种不对称绕组的单相异步电动机的参数测试方法。

一、空载试验

主绕组加额定电压 $\dot{U}_{M0} = \dot{U}_e$，副绕组通过调压器加适当电压 $\dot{U}_{A0}$，使主、副相绕组的安匝数相等，或者使主、副相

绕组的输入功率相等，这时电机气隙中必定为圆形旋转磁场。与此同时，转子应被一原动机拖动至同步转速旋转，使转差率 $S=0$。也可以不用原动机拖动，认为风阻及轴承摩擦阻力矩很小，转子转速 $n\approx n_1$，$S\approx 0$，$\frac{r_2'}{S}\approx\infty$。因此主相（或副相）的等值电路中转子回路在空载时是开路的，如图 9-6 所示。

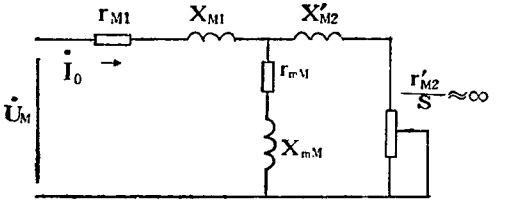


图 9-6　主相空载等值电路

在保持 $U_{M0}=U_e$，$I_M W_M K_{dpM}=I_A W_A K_{dpA}$ 的条件下，记录如下数据：主、副绕组的电压 U_{M0}、U_{A0}，电流 I_{M0}、I_{A0}，空载功率 P_{M0}、P_{A0}。

由空载等值电路看出，主、副绕组的空载输入阻抗为

$$Z_{M0}=(r_{M1}+r_{mM})+j(x_{M1}+x_{mM}) \qquad (9\text{-}2)$$

$$Z_{A0}=(r_{A1}+r_{mA})+j(x_{A1}+x_{mA}) \qquad (9\text{-}3)$$

由试验数据可以计算出式 (9-2)、(9-3) 中的阻抗参数：

$$r_{M1}+r_{mM}=\frac{P_{M0}}{I_{M0}^2} \qquad (9\text{-}4)$$

$$r_{A1}+r_{mA}=\frac{P_{A0}}{I_{A0}^2} \tag{9-5}$$

$$Z_{M0}=\frac{U_{M0}}{I_{M0}}=\frac{U_e}{I_{M0}} \tag{9-6}$$

$$Z_{A0}=\frac{U_{A0}}{I_{A0}} \tag{9-7}$$

$$x_{M1}+x_{mM}=\sqrt{Z_{M0}^2-(r_{M1}+r_{mM})^2} \tag{9-8}$$

$$x_{A1}+x_{mA}=\sqrt{Z_{A0}^2-(r_{A1}+r_{mA})^2} \tag{9-9}$$

其中主、副绕组的电阻 r_{M1}、r_{A1} 可用电桥测得，则有

$$r_{mM}=(r_{M1}+r_{mM})-r_{M1} \tag{9-10}$$

$$r_{mA}=(r_{A1}+r_{mA})-r_{A1} \tag{9-11}$$

二、短路试验

短路试验时应将电动机转子卡住不转，即 $n=0$, $S=1$。通过调压器使主绕组加适当的低电压 U_{MK}，保持 I_{MK} 等于主绕组额定电流 I_{Me}，同时调整副绕组电压为 U_{AK}，电流为 I_{AK}，使两绕组的安匝数相等，满足短路试验时气隙中为圆形旋转磁场的条件，并同时记录下列数据：主、副绕组的短路电压 U_{MK}、U_{AK}，短路电流 I_{MK}、I_{AK}，短路时的输入功率 P_{MK}，P_{AK}。

短路时主相（或副相）的等值电路如图 9-7 所示。因为短路试验时电压很低，铁心中磁通密度很小，铁心损耗甚小，激磁支路中反映铁心损耗的等效电阻 r_m 可以忽略，所以根据图 9-7 的等值电路，短路时主相绕组的输入阻抗为

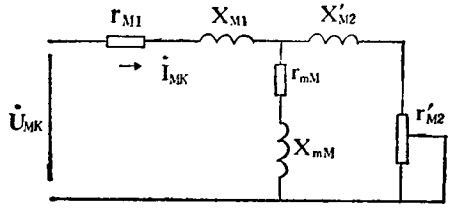


图 9-7　主相短路时的等值电路

$$Z_{MK}=r_{M1}+jx_{M1}+\frac{(r'_{M2}+jx'_{M2})\cdot jx_{mM}}{r'_{M2}+j(x'_{M2}+x_{mM})}$$

$$=r_{M1}+jx_{M1}+\frac{jx_{mM}(r'_{M2}+jx'_{M2})[r'_{M2}-j(x'_{M2}+x_{mM})]}{r'^{2}_{M2}+(x'_{M2}+x_{mM})^{2}}$$

因为

$$r'_{M2}\ll x'_{M2}+x_{mM},\quad x'_{M2}\ll x_{mM}$$

所以短路试验时，主相绕组 M 的输入阻抗近似计算式为

$$Z_{MK}\approx r_{M1}+r'_{M2}\left(\frac{x_{mM}}{x'_{M2}+x_{mM}}\right)^{2}+j(x_{M1}+x'_{M2})$$

$$=r_{MK}+jx_{MK}\qquad(9\text{-}12)$$

同理，依照计算主相短路阻抗 Z_{MK} 的方法，将式 (9-12) 中各参数的脚注标号 M 换为 A，则得到短路试验时，副相绕组 A 的输入阻抗近似计算式为

$$Z_{AK}\approx r_{A1}+r'_{A2}\left(\frac{x_{mA}}{x'_{A2}+x_{mA}}\right)^{2}+j(x_{A1}+x'_{A2})$$

$$=r_{AK}+jx_{AK}\qquad(9\text{-}13)$$

利用短路试验时记录的主相电压U_{MK}、电流I_{MK}、功率P_{MK}，计算出式(9-12)中Z_{MK}的电阻和电抗参数如下：

$$r_{M1}+r'_{M2}\left(\frac{x_{mM}}{x'_{M2}+x_{mM}}\right)^2=r_{MK}=\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2} \tag{9-14}$$

$$Z_{MK}=\frac{U_{MK}}{I_{MK}}$$

$$x_{M1}+x'_{M2}=x_{MK}=\sqrt{Z_{MK}^2-r_{MK}^2}$$

$$=\sqrt{\left(\frac{U_{MK}}{I_{MK}}\right)^2-\left(\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2}\right)^2} \tag{9-15}$$

同样，利用短路试验时记录的副相电压U_{AK}、电流I_{AK}、功率P_{AK}，计算出式(9-13)中Z_{AK}的电阻和电抗参数如下：

$$r_{A1}+r'_{A2}\left(\frac{x_{mA}}{x'_{A2}+x_{mA}}\right)^2=r_{AK}=\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2} \tag{9-16}$$

$$Z_{AK}=\frac{U_{AK}}{I_{AK}}$$

$$x_{A1}+x'_{A2}=x_{AK}=\sqrt{Z_{AK}^2-r_{AK}^2}$$

$$=\sqrt{\left(\frac{U_{AK}}{I_{AK}}\right)^2-\left(\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2}\right)^2} \tag{9-17}$$

在异步电动机中，折算到定子绕组有效匝数后的转子漏电抗x'_2，近似与定子绕组的漏电抗x_1相等。因而有

$$\left.\begin{aligned}x_{M1}&=x'_{M2}\\x_{A1}&=x'_{A2}\end{aligned}\right\}$$

将此关系代入式(9-15)、(9-17)，则得到电抗参数x_{M1}、x'_{M2}、

x_{A1}、x'_{A2}的计算式如下：

$$x_{M1}=x'_{M2}=\frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{U_{MK}}{I_{MK}}\right)^2-\left(\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2}\right)^2} \tag{9-18}$$

$$x_{A1}=x'_{A2}=\frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{U_{AK}}{I_{AK}}\right)^2-\left(\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2}\right)^2} \tag{9-19}$$

将式(9-18)、(9-19)分别代入式(9-8)、(9-9)，进而计算出主、副绕组的激磁电抗 x_{mM}、x_{mA}。再用电桥实测出主、副绕组的电阻 r_{M1}、r_{A1}。最后将已知的主相参数 r_{M1}、x'_{M2}、x_{mM} 与副相参数 r_{A1}、x'_{A2}、x_{mA} 分别代入式(9-14)、(9-16)，就得到了转子电阻的折算值 r'_{M2} 及 r'_{A2}。

利用移相 90° 电角度的两相电源，作空载、短路两次试验，通过上述的计算，就获得了单相异步电动机主、副绕组等值电路中的全部阻抗参数，利用这些参数可以进一步计算电动机的起动和运行性能。

§9-3 单相电源法测参数

上一节已经指出，由空载、短路试验测参数时，必须保证电动机气隙中是圆形旋转磁场，如果出现椭圆形磁场，将会严重影响试验结果的准确性。为此，可以采用另一途径测试参数，它是基于这样的道理：主、副绕组的有效匝数不等，但两绕组的轴线在空间相隔 90°电角度，当转子静止或转子以同步转速转动时，主、副绕组之间没有互感，互不影响。所以可将单相电源单独加到一相绕组，作空载、短路试

验，测取该相的参数。

一、短路试验

将转子卡住不转，$n=0, S=1$。通过调压器使主绕组 M 加适当电压 $\dot{U}_{MK}$，电流 $\dot{I}_{MK}$ 等于额定电流 I_{Me}，同时读取 M 绕组的电压 U_{MK}，电流 I_{MK}，功率 P_{MK}。这时副绕组 A 应维持开路状态。试验线路图如图 9-8 所示。

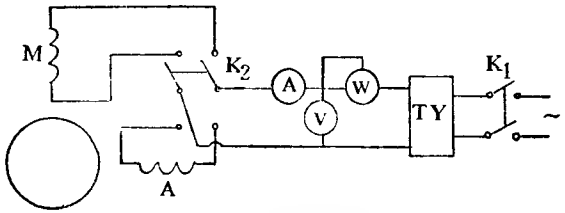


图 9-8　短路试验接线图

因为 $I_A=0$，对 M 相施以对称分量法得到

$$\dot{I}_{MK+}=\dot{I}_{MK-}=\frac{1}{2}\dot{I}_{MK} \tag{9-20}$$

$$\begin{aligned}\dot{U}_{MK}&=\dot{U}_{MK+}+\dot{U}_{MK-}\\&=\dot{I}_{MK+}Z_{MK+}+\dot{I}_{MK-}Z_{MK-}\\&=\frac{1}{2}\dot{I}_{MK}(Z_{MK+}+Z_{MK-})\end{aligned} \tag{9-21}$$

则有

$$\dot{I}_{MK}=\frac{2\dot{U}_{MK}}{Z_{MK+}+Z_{MK-}} \tag{9-22}$$

由于 $n=0, S=2-S=1$，所以正、负序阻抗 $Z_{MK+}=Z_{MK-}=Z_{MK}$，将此关系代入式(9-22)，则有

$$\dot{I}_{MK}=\frac{\dot{U}_{MK}}{Z_{MK}} \tag{9-23}$$

根据试验记录的各量，作下列计算

M 相的短路阻抗 $Z_{MK}=\dfrac{U_{MK}}{I_{MK}}$ (9-24)

M 相的短路电阻 $R_{MK}=\dfrac{P_{MK}}{I_{MK}^2}$ (9-25)

M 相的短路电抗 $X_{MK}=\sqrt{Z_{MK}^2-R_{MK}^2}$ (9-26)

短路时 M 相的等值电路如图 9-9 所示。可知 M 相的短

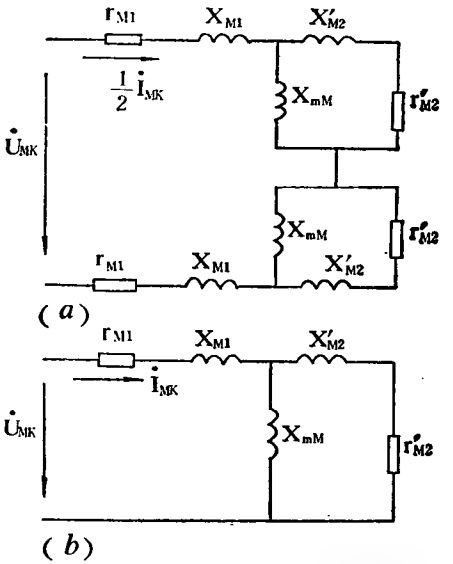


图 9-9 短路时 M 相的等值电路

(a)正、负序串联电路 (b)等值电路

路阻抗为

$$Z_{MK+}=Z_{MK-}=Z_{MK}$$

$$=r_{M1}+jx_{M1}+\frac{jx_{mM}(r'_{M2}+jX'_{M2})}{r'_{M2}+j(x'_{M2}+x_{mM})}$$

$$=r_{M1}+\frac{x_{mM}^2 r'_{M2}}{r'^2_{M2}+(x_{mM}+x'_{M2})^2}$$

$$+j\left[x_{M1}+\frac{x_{mM}^2 x'_{M2}+x_{mM}(r'^2_{M2}+x'^2_{M2})}{r'^2_{M2}+(x_{mM}+x'_{M2})^2}\right]$$

$$=R_{MK}+jX_{MK} \tag{9-27}$$

式中

$$R_{MK}=r_{M1}+\frac{x_{mM}^2 r'_{M2}}{r'^2_{M2}+(x'_{M2}+x_{mM})^2} \tag{9-28}$$

$$X_{MK}=x_{M1}+\frac{x_{mM}^2 x'_{M2}+x_{mM}(r'^2_{M2}+x'^2_{M2})}{r'^2_{M2}+(x'_{M2}+x_{mM})^2} \tag{9-29}$$

将式(9-28)、(9-29)代入式(9-25)、(9-26)，得到

$$\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2}=r_{M1}+\frac{r'_{M2}\cdot x_{mM}^2}{r'^2_{M2}+(x'_{M2}+x_{mM})^2} \tag{9-30}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{MK}}{I_{MK}}\right)^2-\left(\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2}\right)^2}$$

$$=x_{M1}+\frac{x'_{M2}x_{mM}^2+x_{mM}(r'^2_{M2}+x'^2_{M2})}{r'^2_{M2}+(x'_{M2}+x_{mM})^2} \tag{9-31}$$

按照上述同样的方法，使 M 相开路，对 A 相作短路试验，则得出相应的计算式

$$\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2} = r_{A1} + \frac{r'_{A2} \cdot x_{mA}^2}{r'^2_{A2} + (x_{mA} + x'_{A2})^2} \tag{9-32}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{AK}}{I_{AK}}\right)^2 - \left(\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2}\right)^2}$$

$$= x_{A1} + \frac{x'_{A2}x_{mA}^2 + x_{mA}(r'^2_{A2} + x'^2_{A2})}{r'^2_{A2} + (x_{mA} + x'_{A2})^2} \tag{9-33}$$

二、空载试验

空载试验时，电动机转子用另一台原动机拖动到同步转速 n_1 转动，即 $S=0, 2-S=2$。其接线方式同图 9-8，当 A 相开路时（$I_A=0$），在 M 相两端加额定电压 $\dot{U}_{M0}=\dot{U}_{Me}$，测取并记录下列各物理量：空载电压 U_{M0}、电流 I_{M0}、输入功率 P_{M0}。空载试验时，M 相的等值电路如图 9-10 所示。

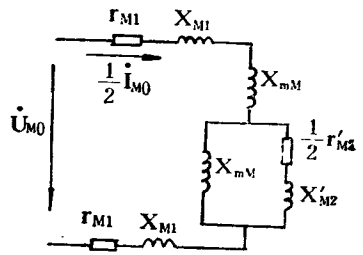


图 9-10　M 相的空载等值电路

根据对称分量法，空载时 M 相的正、负序分量有

$$\dot{I}_{M0+} = \dot{I}_{M0-} = \frac{1}{2}\dot{I}_{M0} \tag{9-34}$$

$$\left.\begin{aligned}
\dot{U}_{M0+} &= \dot{I}_{M0+}Z_{M0+} \\
\dot{U}_{M0-} &= \dot{I}_{M0-}Z_{M0-} \\
\dot{U}_{M0} &= \dot{U}_{M0+} + \dot{U}_{M0-} \\
&= \frac{1}{2}\dot{I}_{M0}(Z_{M0+} + Z_{M0-})
\end{aligned}\right\} \tag{9-35}$$

则得到

$$\dot{I}_{M0}=\frac{\dot{U}_{M0}}{\frac{1}{2}(Z_{M0+}+Z_{M0-})}$$

$$=\frac{\dot{U}_{M0}}{Z_{M0}} \tag{9-36}$$

式中，$Z_{M0}=\frac{1}{2}(Z_{M0+}+Z_{M0-})$ 为 M 相的空载阻抗。

由图 9-10 的 M 相空载等值电路可知，当 $S=0$ 时，M 相的正序阻抗为

$$Z_{M0+}=r_{M1}+jx_{M1}+jx_{mM} \tag{9-37}$$

当 $2-S=2$ 时，M 相的负序阻抗为

$$Z_{M0-}=r_{M1}+jx_{M1}+\frac{jx_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{2}+jx'_{M2}\right)}{\frac{r'_{M2}}{2}+j(x'_{M2}+x_{mM})} \tag{9-38}$$

于是，M 相的空载阻抗表达式为

$$Z_{M0}=\frac{1}{2}(Z_{M0+}+Z_{M0-})$$

$$=\frac{1}{2}(r_{M1}+jx_{M1}+jx_{mM})$$

$$+\frac{1}{2}\left[r_{M1}+jx_{M1}+\frac{jx_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{2}+jx'_{M2}\right)}{\frac{r'_{M2}}{2}+j(x'_{M2}+x_{mM})}\right]$$

$$= r_{M1} + \frac{1}{2}\frac{x_{mM}^2 \cdot \frac{r'_{M2}}{2}}{\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + (x_{mM} + x'_{M2})^2}$$

$$+ j\left[x_{M1} + \frac{x_{mM}}{2} + \frac{1}{2}\frac{x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + x_{mM}x'_{M2}(x_{mM} + x'_{M2})}{\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + (x_{mM} + x'_{M2})^2}\right]$$

$$= R_{M0} + jX_{M0} \tag{9-39}$$

由空载试验的数据算出

$$Z_{M0} = \frac{U_{M0}}{I_{M0}} \tag{9-40}$$

$$R_{M0} = \frac{P_{M0}}{I_{M0}^2} \tag{9-41}$$

$$X_{M0} = \sqrt{\left(\frac{U_{M0}}{I_{M0}}\right)^2 - \left(\frac{P_{M0}}{I_{M0}^2}\right)^2} \tag{9-42}$$

将式(9-39)中 R_{M0}、X_{M0}的参数式代入式(9-41)、(9-42)，得到

$$\frac{P_{M0}}{I_{M0}^2} = r_{M1} + \frac{1}{2}\frac{x_{mM}^2 \cdot \frac{r'_{M2}}{2}}{\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + (x_{mM} + x'_{M2})^2} \tag{9-43}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{M0}}{I_{M0}}\right)^2 - \left(\frac{P_{M0}}{I_{M0}^2}\right)^2}$$

$$= x_{M1} + \frac{x_{mM}}{2} + \frac{1}{2}\frac{x_{mM}\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + x_{mM}x'_{M2}(x_{mM}+x'_{M2})}{\left(\frac{r'_{M2}}{2}\right)^2 + (x_{mM}+x'_{M2})^2} \tag{9-44}$$

按照上述同样的方法，使 M 相开路，对 A 相作空载试验，则得到相应的表达式

$$\frac{P_{A0}}{I_{A0}^2} = r_{A1} + \frac{1}{2}\frac{x_{mA}^2 \cdot \frac{r'_{A2}}{2}}{\left(\frac{r'_{A2}}{2}\right)^2 + (x_{mA}+x'_{A2})^2} \tag{9-45}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{A0}}{I_{A0}}\right)^2 - \left(\frac{P_{A0}}{I_{A0}^2}\right)^2}$$

$$= x_{A1} + \frac{x_{mA}}{2} + \frac{1}{2}\frac{x_{mA}\left(\frac{r'_{A2}}{2}\right)^2 + x_{mA}x'_{A2}(x_{mA}+x'_{A2})}{\left(\frac{r'_{A2}}{2}\right)^2 + (x_{mA}+x'_{A2})^2} \tag{9-46}$$

因为 A、M 绕组的电阻值 r_{A1}、r_{M1} 可以用电桥测量出来，等值电路中反映铁耗的等效电阻 r_{mA}、r_{mM} 先予以忽略，故电机参数中只有四个未知量：主相 M 的是 x_{M1}、x_{mM}、x'_{M2}、r'_{M2}，副相 A 的是 x_{A1}、x_{mA}、x'_{A2}、r'_{A2}。

联立求解有关 M 相的空载及短路试验方程式 (9-30)、(9-31)、(9-43)、(9-44)，显然可以得到 M 相的四个参数：x_{M1}、x_{mM}、x'_{M2}、r'_{M2}。

联立求解有关 A 相的空载及短路试验方程式 (9-32)、

(9-33)、(9-45)、(9-46)，又可得到 A 相的四个参数：x_{A1}、x_{mA}、x'_{A2}、r'_{A2}。

显然，解上述的联立方程式是非常繁杂的，最好借助于计算机解决。但是，在精确度要求不太高的时候，可以作如下的简化处理：①见图 9-9(b)，因为 $x_{mM} \gg x'_{M2}$ 和 r'_{M2}，近似认为 x_{mM} 处开路，则有 $Z_{MK} = (r_{M1} + r'_{M2}) + j(x_{M1} + x'_{M2})$；②见图 9-10，由于 $x_{mM} \gg \frac{r'_{M2}}{2}$ 和 x'_{M2}，认为 x_{mM} 处是开路，则有 $Z_{M0-} = \frac{r'_{M2}}{2} + jx'_{M2} + r_{M1} + jx_{M1}$。

作上述的近似处理后，对于 M 相则有

$$\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2} = r_{M1} + r'_{M2} \tag{9-47}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{MK}}{I_{MK}}\right)^2 - \left(\frac{P_{MK}}{I_{MK}^2}\right)^2} = x_{M1} + x'_{M2} \tag{9-48}$$

$$\frac{P_{M0}}{\frac{1}{4}I_{M0}^2} = 2r_{M1} + \frac{1}{2}r'_{M2} \tag{9-49}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{M0}}{\frac{1}{2}I_{M0}}\right)^2 - \left(\frac{P_{M0}}{\frac{1}{4}I_{M0}^2}\right)^2} = 2x_{M1} + x'_{M2} + x_{mM} \tag{9-50}$$

联立求解方程式(9-47)～(9-50)，即可得到 M 相的四个参数：x_{M1}、x'_{M2}、r'_{M2}、x_{mM}。

同理，对于 A 相又有

$$\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2} = r_{A1} + r'_{A2} \tag{9-51}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{AK}}{I_{AK}}\right)^2-\left(\frac{P_{AK}}{I_{AK}^2}\right)^2}=x_{A1}+x'_{A2} \tag{9-52}$$

$$\frac{P_{A0}}{\frac{1}{4}I_{A0}^2}=2r_{A1}+\frac{1}{2}r'_{A2} \tag{9-53}$$

$$\sqrt{\left(\frac{U_{A0}}{\frac{1}{2}I_{A0}}\right)^2-\left(\frac{P_{A0}}{\frac{1}{4}I_{A0}^2}\right)^2}=2x_{A1}+x'_{A2}+x_{mA} \tag{9-54}$$

联立求解方程式(9-51)～(9-54)，即可得到 A 相的四个参数：x_{A1}、x'_{A2}、r'_{A2}、x_{mA}。

§9-4 匝比 a 及移相电容 C 的测试

由第四章已知单相电容运转电动机获得对称运行的条件为

$$a=\mathrm{tg}\varphi_{M+}=\frac{X_{M+}}{R_{M+}}$$

$$x_C=(1+a^2)X_{M+}$$

或者

$$C=\frac{10^6}{2\pi f x_C}\ (\text{微法})$$

试验时，电动机轴上加可调的负载，用移相 90°的两相电源对主、副绕组供电。主绕组加额定电压 $\dot{U}_{Me}$，副绕组通过调压器加适当电压 $\dot{U}_A$，使主、副绕组的安匝数相等或两相绕组的输入功率相等，即电动机运行在圆形旋转磁场条

件。记录如下的数据：主、副相的电压U_{Me}、U_A，电流I_M、I_A，功率P_M、P_A，转速n。如果(P_M+P_A)等于额定运行的输入功率P_{1e}，且$n=n_e$，说明电动机满足额定运行的要求，则相应的匝数比a及移相电容C，可通过下列计算得到：

主相绕组的输入电阻为

$$R_M=\frac{P_M}{I_M^2} \tag{9-55}$$

主相绕组的输入阻抗为

$$Z_M=\frac{U_M}{I_M}=\frac{U_{Me}}{I_M} \tag{9-56}$$

主相绕组的输入电抗为

$$X_M=\sqrt{Z_M^2-R_M^2}$$

$$=\sqrt{\left(\frac{U_{Me}}{I_M}\right)^2-\left(\frac{P_M}{I_M^2}\right)^2} \tag{9-57}$$

主、副绕组的有效匝数比为

$$a=\mathrm{tg}\varphi_M=\frac{X_M}{R_M} \tag{9-58}$$

移相电容器的容抗为

$$x_C=(1+a^2)X_M \tag{9-59}$$

移相电容为

$$C=\frac{10^6}{2\pi f_1 x_C}\ (\text{微法}) \tag{9-60}$$

当调速的单相电容运转电动机在高速档运行时，副绕组

电路中串有电抗器，其电抗值为 x_L，则(9-59)式应为

$$x_C = (1+a^2)X_M + x_L \tag{9-61}$$

如果试验时 $U_M = U_{Me}$，调整 U_A，使两相安匝数相等或两相输入功率相等时，但是两相功率之和 $P_M + P_A \fallingdotseq P_{1e}$，且 $n \fallingdotseq n_e$，即不满足额定运行的负载要求，这时，可以同时调整 U_M、U_A 的大小，直到某一 U'_M 及 U'_A 时，满足了 $P'_M = P'_A$，$P'_M + P'_A = P_{1e}$，且 $n = n_e$，并记录电流 I'_M、I'_A。将这些量代入式(9-55)～(9-60)，计算出有效匝数比 a 及移相电容量 C'。因为 $U'_M \fallingdotseq U_{Me}$，主绕组的匝数应该调整，调整的原则应使每匝的电压不变，这样才会使铁心磁路的饱和程度不变化，故有

$$\frac{U_{Me}}{W_M} = \frac{U'_M}{W'_M} \tag{9-62}$$

式中 U'_M——主绕组的试验电压；

U_{Me}——主绕组的额定电压；

W'_M——主绕组的实际匝数；

W_M——调整后主绕组应该有的匝数。

主绕组调整为 W_M 后，相应地副绕组匝数应调整为

$$W_A = aW_M。$$

调整后主绕组的输入电抗为

$$X_M = X'_M\left(\frac{U_{Me}}{U'_M}\right)^2$$

式中

$$X'_M = \sqrt{\left(\frac{U'_M}{I'_M}\right)^2 - \left(\frac{P'_M}{I'^2_M}\right)^2}$$

调整后移相电容器的容抗为

$$x_C = (1 + a^2) X_M \tag{9-63}$$

$$C = \frac{10^6}{2\pi f x_C} \text{（微法）} \tag{9-64}$$

§9-5 调速匝数的测试

在第八章中讨论了调速电动机的计算问题，用计算的方法确定调速匝数是较复杂的。在此介绍一种用自耦变压器测定调速匝数的方法，其接线原理如图 9-11 所示。图中 C 是

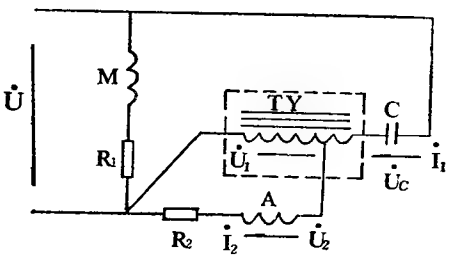


图 9-11 调速匝数测试的接线原理图

移相电容器，M 为主绕组，A 为副绕组，R_1、R_2 是电阻，Ty 是自耦变压器。假设自耦变压器的原、副绕组的漏阻抗均为零，激磁电抗为无穷大，则可以认为自耦变压器是一个理想的阻抗变换器。R_1、R_2 上的压降 $\dot{I}_M R_1$、$\dot{I}_A R_1$ 的相位差反映 $\dot{I}_M$ 与 $\dot{I}_A$ 间的相位关系，可通过双迹示波器观察。电源电压为 $\dot{U}$，自耦变压器原、副边电压为 $\dot{U}_1$、$\dot{U}_2$，电容器电压为 $\dot{U}_C$，显

然，$\dot{U}=\dot{U}_1+\dot{U}_C$。

试验时，同时调节电压$\dot{U}_2$、电容量C及电动机负载大小，直到主、副绕组中的电流移相为90°电角度，两相的安匝数相等，负载与转速n都满足调速要求时，即保持电动机运行在对称条件。记录下列数据：U_1、U_2、C。

设副绕组的匝数为W_A，则调速时的总匝数W'_A为

$$W'_A=\frac{U_1}{U_2}W_A \tag{9-65}$$

则需要串入的调速匝数为$\Delta W_A=W'_A-W_A$匝。

应用式(9-65)计算调速绕组总匝数W'_A的理论根据，兹说明如下：

如图9-11，设自耦变压器原边的电流为$\dot{I}_1=\dot{I}_C$，电压为$\dot{U}_1$，匝数为W_1；副边的电流为$\dot{I}_2=\dot{I}_A$，电压$\dot{U}_2=\dot{U}_A$，匝数为W_2；变压器原、副边的匝数比为$a=\frac{W_1}{W_2}=\frac{U_1}{U_2}$。由于理想变压器的磁化电流$\dot{I}_\mu=0$，则有$\dot{I}_1W_1=\dot{I}_2W_2$，即$\dot{I}_1=\frac{\dot{I}_2}{a}$。又给出电动机副绕组$A$的匝数从$W_A$调整到$W'_A$时，端电压从$\dot{U}_A=\dot{U}_2$变为$\dot{U}'_A=\dot{U}_1$，则得到$\frac{W'_A}{W_A}=\frac{U_1}{U_2}=\frac{U'_A}{U_A}=a$。如果副绕组$W_A$的阻抗为$Z_A$，则$W'_A$的阻抗为$Z'_A=a^2Z_A$。于是得到：

副绕组为匝数W_A时的电流

$$\dot{I}_A=\dot{I}_2=\frac{\dot{U}_2}{Z_A}$$

副绕组匝数调整为W'_A时的电流

$$\dot{I}'_A = \frac{\dot{U}_1}{Z'_A} = \frac{a\dot{U}_2}{a^2 Z_A} = \frac{\dot{I}_2}{a} = \dot{I}_1 = \dot{I}_C$$

这个关系式说明，副绕组的匝数调整前、后，移相电容 C 中的电流大小、相位均不发生变化，肯定电容器的电压 $\dot{U}_C = \dot{I}_C x_C$ 的大小、相位也不会发生变化。

副绕组匝数为 W_A 时的磁势

$$\dot{F}_A = \dot{I}_A W_A$$

副绕组匝数调整为 W'_A 时的磁势

$$\dot{F}'_A = W'_A \dot{I}'_A = aW_A \cdot \frac{\dot{I}_A}{a} = W_A \dot{I}_A = \dot{F}_A$$

这个关系式说明，副绕组匝数调整前、后，其磁势的大小、相位均不发生变化。

从以上的讨论可知，电动机的副绕组匝数由 W_A 调整为 W'_A 的前后，$\dot{U}_C$、$\dot{U}_1$、F_A 都保持不变，电动机必定仍运行在对称状态。

用自耦变压器的办法，测试对称运行时副绕组的调速匝数($W'_A - W_A$)与移相电容量 C 时，只需单相电源，简便易行。对于单相电容起动电动机、单相电容运转电动机，为了在起动或运行时，分别获得对称运行的条件，副绕组的匝数 W_A 及移相电容器的电容量 C 值，同样可以利用本节介绍的方法进行测试。

§9-6 主、副绕组有效匝数的测试

单相异步电动机试制后，一般都需要进行某些研究性试验，以

便得出必要的试验数据，用以改进电机设计，提高产品质量。有时为了分析解剖引进的新型样机，也要作相应的试验。主、副绕组的有效匝数，是单相异步电动机中最重要的技术数据，往往要求实际测试出来。为此，在工艺上尽量方便的条件下，选择某相绕组占据的适当槽，取出其槽楔，并嵌入一个探测线圈，探测线圈的匝数应尽可能的多些，线径尽量细，例如取 ϕ0.08 毫米的铜线。探测线圈最好绕成整距的，其轴线必须与被测相的绕组轴线一致。嵌入后可暂不加槽楔，先临时用胶粘住固定。

一、有效匝数比 a 的测试

为了测试有效匝数比 a，这里首先假设单相电动机主、副绕组的电势系数相等，即

$$K_E = K_{EM} = K_{EA} = \frac{E_M}{U_M} = \frac{E_A}{U_A}$$

在单相电动机中，一般 $K_E = 0.75 \sim 0.92$，容量较大、极数较少的电动机，K_E 值也较大。

有效匝数比 a 测试的原理是这样的，在保持转子转速为同步转速 n_1 的条件下，气隙中负序磁场很小，其影响可以忽略。正序旋转磁场在主、副绕组中的感应电势 E_M、E_A 分别与各自的有效匝数成正比。所以，只要在同一大小的旋转磁场作用下，测出主、副绕组的 E_M、E_A、U_M、U_A，即可由试验的数据计算出有效匝数比 a。

匝比 a 的测试接线原理如图 9-12 所示。

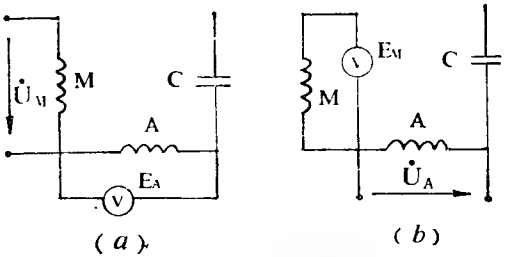


图 9-12　匝比 a 的测试接线原理
(a) M 相加电压 U_{Me}，A 相开路
(b) A 相加电压 U_A，M 相开路

有效匝数比 a 的测试步骤如下：

首先，由某一原动机将被试电动机拖到同步转速 n_1 旋转，副绕组 A 开路，主绕组外加额定电压 U_{Me}，如图9-12(a)所示。因为转差率 $S=0, 2-S=2$，气隙中负序磁场很小，予以忽略，正序磁场在主、副绕组中的感应电势为 E_M、E_A。用电压表测量并记录下 U_{Me} 以及 E_A，E_A 即是副绕组的开路电压。则有

$$E_A = aE_M = aK_E U_{Me} \tag{9-66}$$

其次，维持转子以同步转速 n_1 旋转，主绕组 M 开路，副绕组外加电压 U_A，如图9-12(b)。使 U_A 与式(9-66)示出的 E_A 值的关系为

$$U_A = \frac{E_A}{K_E} \tag{9-67}$$

将式(9-66)代入式(9-67)，则电压 U_A 与 U_{Me} 的关系为

$$U_A = aU_{Me} \tag{9-68}$$

主绕组的开路电势 E_M 用电压表读出，由式(9-66)可知，E_M 与 U_{Me} 的关系为

$$E_M = \frac{E_A}{a} = K_E U_{Me} \tag{9-69}$$

最后，由式(9-66)、(9-68)、(9-69)，可以用试验数据 U_{Me}、U_A、E_M、E_A 计算出有效匝数比 a，即有

$$\frac{U_A E_A}{U_{Me} E_M} = \frac{aU_{Me} \cdot aK_E U_{Me}}{U_{Me} \cdot K_E U_{Me}} = a^2$$

得到

$$a = \sqrt{\frac{U_A E_A}{U_{Me} E_m}} \tag{9-70}$$

在测试有效匝数比 a 时，也可以不用原动机把被试电动机拖到同步转速 n_1 旋转，而是直接起动单相异步电动机后，将副绕组开路，主绕组保持额定电压 U_{Me}，电机的转速为 $n < n_1$。记录下 U_{Me} 及 E_A 值。然后对副绕组加电压 U_A，再使主绕组开路。调节 U_A 值的大小，使电机转速 n 的值刚好与主绕组加电压 U_{Me}、副绕组开路时的转速 n 相等，并记录下这时的 U_A、E_M 读数。主绕组加电压 U_{Me}、副绕组开路与副绕组加电压 U_A、主绕组开路，这两次试验必须保持 n 不变的条件。这是因为：n 不变，就是两次试验中电机气隙磁场的大小不变，在主、副绕组中感应电势 E_M、E_A 的大小一样，亦即使 U_{Me}、U_A、E_M、E_A 之间的关系，符合式(9-66)、(9-68)、(9-69)的条件，并且利用式(9-70)就得出测试的有效匝数比 a。

二、主、副绕组有效匝数的测试

首先，主绕组加电压 U_{Me}，副绕组开路，与副绕组同轴线的探测线圈 W_{tA} 也开路，转子的转速为 n。同时测量并记录副绕组 A 和探测线圈的开路电压 U_{A0}、U_{tA0}，于是得到副绕组的有效匝数为

$$W_A K_{dpA} = W_{tA} \frac{U_{A0}}{U_{tA0}} \tag{9-71}$$

式中，W_{tA} 是整距探测线圈的匝数。

然后，副绕组加电压 U_A，主绕组及其与主绕组同轴线的探测线圈 W_{tM} 均开路，电动机的转速为 n。同时测量并记录主绕组 M 和探测线圈的开路电压 U_{M0}、U_{tM0}，则得到主绕组的有效匝数为

$$W_M K_{dpM} = W_{tM} \frac{U_{M0}}{U_{tM0}} \tag{9-72}$$

式中，W_{tM} 是整距探测线圈的匝数。

小　　结

电机制造厂生产的电机产品，其质量是否符合国家规定标准的指标，必须通过试验来检查。我们设计的电机，其计算数值是否符合实际，在生产过程中制造工艺引起的偏差又是多少，也必须通过试验来判断。所以电机的试验是考核其质量是否合格的一个重要手段，同时又为改进电机的电磁设计、结构、制造工艺等方面提供了可靠的依据。

根据国家规定的标准，电动机试验包括很多内容，本章根据单相异步电动机的特点，重点讨论了单相电容电动机的参数测试，主、副绕组有效匝数比的测试，移相电容的测试以及调速匝数的测试等内容。对于一般异步电动机公有的试验内容及其方法，可参考有关三相异步电动机的试验，这里不予重复。

本章介绍的参数测试方法，最好在两相电源下进行，用单相电源时准确度稍差。

第 十 章

单相异步电动机设计要点

单相鼠笼式异步电动机的设计原则与计算方法，和三相单鼠笼式异步电动机相比较有许多相似之处。只是由于单相异步电动机的主、副绕组多是不对称的，主、副绕组的电流或电压也多是不对称的，这就使单相异步电动机气隙中同时存在着正、负序旋转磁场，与正、负序旋转磁场相对应，就有其相应的正、负序等值电路，正、负序阻抗，正、负序电流及电压，正、负序功率及转矩等。因此，单相异步电动机的参数、运行特性和起动特性的计算比三相异步电动机更复杂，且具有自己的某些特点。本章将对这些特点予以分析讨论。至于与三相电动机设计类似的地方，这里不再重复。

§10-1 电磁负荷的选择

电负荷 A 指电机定子内圆单位周长上的电流值，磁负荷 B_δ 表示气隙磁通密度的幅值。

由异步电动机的基本原理知道，电动机的功率因数 $\cos\varphi$

正比于 A，反比于 B_δ，即有：$\cos\varphi \propto \frac{A}{B_\delta}$。为了提高 $\cos\varphi$，应使 $\frac{A}{B_\delta}$ 增大。电动机的过载能力由最大转矩 T_M 决定，而 T_M 主要由漏电抗 (x_1+x_2) 确定，且 T_M 与漏电抗成反比，又知漏电抗正比于 $\frac{A}{B_\delta}$，则 T_M 正比于 $\frac{B_\delta}{A}$，为了提高过载能力，应使 $\frac{B_\delta}{A}$ 增大。显然，$\cos\varphi$ 与 T_M 两项性能指标对 $\frac{A}{B_\delta}$ 的要求是矛盾的，这就提出了对电磁负荷 A、B_δ 的合理选择问题。

一、磁负荷 B_δ 的选择

对于单相异步电动机，磁负荷 B_δ 的选择主要考虑下列因素：①定子齿部和轭部的允许饱和程度；②要求电动机获得较好的工作特性和起动特性；③要使电动机的振动和噪声小。

由于单相异步电动机中，一般都存在负序电流及负序磁场，致使空载电流的无功分量较激磁电流大得多，通常为 2 倍左右，故磁负荷 B_δ 不能选取太大，以防电动机的功率因数过低。目前，B_δ 多在 4000～6500 高斯范围内选择。其下限适用于功率小、噪音低的电动机。

二、电负荷 A 的选择

由于小功率单相电动机的极距 τ 小，主磁通 Φ 就小，定子绕组的串联导体数增多，但因电流小，导体截面积小，

异体绝缘所占槽空间比例大，再加上细导体在槽内的排列不易均匀整齐，这些因素都限制了单相电动机的电负荷，使 A 不会太高。由于电机的热负荷与电负荷 A 和电流密度 Δ 的乘积($A\Delta$)成正比，电流密度 Δ 随电负荷 A 的减小而增加，故定子绕组的电流密度多在 6～10 安/毫米^2 范围内选取，对于仅在起动时接通电源的副绕组，其电流密度比上列数值可增大到 2～5 倍，甚至达 10 倍之多。

对于电容运转电动机，其电负荷为

$$A=\frac{2m_1WI}{\pi D_{i1}}\text{(安/厘米)}$$

式中相数 $m_1=2$。

对于电容起动、电阻分相起动的单相电动机，其电负荷 A 按主相的安匝数与主相绕组所占圆弧长度之比来决定：

$$A=\frac{2W_MI_M}{a_M}\text{(安/厘米)}$$

式中

a_M——主相槽数占据的定子内圆周长度，

$$a_M=\frac{\pi D_{i1}Q_M}{Q_1}\text{ (厘米)}$$

Q_M——主相所占定子槽数；

Q_1——定子总槽数。

单相异步电动机的电负荷变化范围不大，实践经验给出如下的数据：

对于 2 极电动机，$A=105$～125（安/厘米）

对于 4 极电动机，$A=120$～165（安/厘米）

小功率微型异步电动机电磁负荷选用范围见表 10-1。

表 10-1

电 磁 负 荷	选用范围
气隙磁密 B_δ（高斯）	4000～6500
定子齿磁密 B_{t1}（高斯）	13000～16000
转子齿磁密 B_{t2}（高斯）	13000～16000
定子轭磁密 B_{c1}（高斯）	10000～13000
转子轭磁密 B_{c2}（高斯）	10000～13000
电负荷 A(2极电机)（安/厘米）	105～125
电负荷 A（4极电机）（安/厘米）	120～165
单相电动机主绕组电密 Δ_M（安/毫米^2）	6～8
单相电阻分相电动机副绕组电密 Δ_A（安/毫米^2）	60～90
单相电容分相电动机副绕组电密 Δ_A（安/毫米^2）	30～50
单相电容运转电动机副绕组电密 Δ_A（安/毫米^2）	6～10
单相电容运转电动机转子导条电密 Δ_B(安/毫米^2)	3～5
单相电阻、电容分相电动机转子导条电密 Δ_B（安/毫米^2）	2～3
转子端环电密 Δ_R（安/毫米^2）	(0.6～0.8)Δ_B

§10-2 气隙 δ 的选择

气隙 δ 的大小对电动机的工作性能有直接的影响，δ小

些，可以减少激磁电流，提高功率因数，但 δ 过小，不仅制造困难，而且导致电动机漏抗增加，使最大转矩、起动转矩下降，附加损耗增大，对电动机是不利的。

在单相异步电动机中，气隙 δ 的大小，直接影响激磁电抗 x_m 的大小，而 x_m 的数值又影响着有效匝数比 a 和移相电容 C 的选择，例如 δ 减小时，x_m 增加，相应地要求 a 下降，C 增大。所以，气隙 δ 的选择，一方面要考虑加工工艺的可能性及电动机性能指标的要求，另一方面还要考虑有效匝数比 a 及电容 C 的合理选择。单相电动机的气隙通常在下列范围内选取：

$$\delta = 0.2 \sim 0.3 \text{（毫米）}$$

功率较小的电机取下限，功率较大的电机取上限。罩极式电动机的气隙比其他类型的单相异步电动机的气隙大些，常用数值为

$$\delta = 0.3 \sim 0.4 \text{（毫米）}$$

气隙增大以后，功率因数和效率都会下降。极数越多，其影响越显著。但定、转子齿磁通脉振会减小，表面损耗及磁噪音相应减小。当电动机使用滑动轴承时，由于可能产生偏心的缘故，气隙值应增加 10～20%。

§10-3 铁心尺寸的确定

电机产品的各种尺寸包括铁心尺寸、绕组尺寸、外形尺寸、安装尺寸以及其他各种结构部件的尺寸等。在这些尺寸中，定子铁心内径 D_{i1} 和定子铁心有效长度 l 称为电机的主

要尺寸，因为这两个尺寸对电机传递功率的大小、消耗材料的多少及运行性能的好坏起着主要影响，所以确定电机的主要尺寸是电机设计中的一项重要内容。

一、定子铁心内、外径的确定

进行电机设计时，为了选择确定定子铁心冲片的外径，应该考虑以下原则：①按照国家标准的规定，单相异步电动机的机座号（即中心高）分为 45、50、56、63、71 和 80 毫米六种。这就要求定子铁心冲片的外圆半径加上机壳厚度的尺寸不能大于相应机座号的中心高；②为了满足电机制造中工、模具的通用性以及硅钢片的经济剪裁，定子铁心冲片的外径应选用标准值。我国目前采用的单相异步电动机定子冲片外径标准值有 $\phi71$、$\phi80$、$\phi90$、$\phi102$、$\phi120$、$\phi138$ 六种。

根据电机内部的电磁规律知道，当定子铁心外径固定后，定子铁心内径越大，电机可能传递的电磁功率也越大。当然，内径不可能随意增大，否则会引起定子铁心的齿部和轭部磁通密度过高，磁路过饱和，使定子铁心中损耗增加，电机的效率降低。为保证磁通密度合理，势必要减小定子槽面积，这又会提高槽满率，造成嵌线困难。实践说明，定子冲片内、外径的比值有一个合理的数值范围。依据我国目前的生产工艺水平及导磁材料的性能，定子冲片内径 D_{i1} 与外径 D_1 的比值，一般在下列范围内比较合理：

2 极电机 $\dfrac{D_{i1}}{D_1}=0.5\sim0.55$

4极电机 $\frac{D_{i1}}{D_1}=0.54\sim0.62$

二、电机铁心长度 l 的确定

在单相异步电动机中，用电机的细长比λ表示铁心的长短。细长比λ定义为

$$\lambda=\frac{l}{D_{i1}}$$

λ的选择对电机的运行性能、经济性和工艺性有密切关系。λ大说明电机细长，使电机材料利用好，损耗小，效率高，起动与过载能力改善。但λ大又使冲片多，费工时。再考虑到单相异步电动机气隙很小，如果转子没有足够的刚度，将会发生扫膛现象。因此，细长比λ的选择应该全面考虑电动机的运行性能、经济性及工艺性要求。目前单相异步电动机的λ值一般在0.75～1.1范围内选取。在生产制造中，为了减少工、模具，对应于一种定子冲片往往有两种或三种长度的铁心。如果一种冲片有两个长度，则功率大的电机其铁心长度取λ的上限，功率小的电机铁心取λ的下限。如果一种冲片有三种长度，则功率最大的电机λ值将大于给出的上限。

§10-4 定、转子槽数的选择

定子槽数 Q_1 的多少对电动机的性能有直接影响。Q_1 值大时，可以获得较好的磁势、电势波形，改善电动机的性能，并对电机的散热有利，但同时又使槽面积利用率下

降，冲模与绕组制造工时加大。

为了避免或减小产生的附加异步转矩、附加同步转矩及单边磁拉力，鼠笼式异步电动机的定、转子槽配合必须合理选择。为了削弱齿谐波及其噪音，转子通常采用斜槽，一般使斜槽度等于一个定子齿距或一个转子齿距。

在电容运转式电动机中，主相和副相占有相等的槽数，为90°相带的绕组。在电阻、电容起动的单相电动机中，一般主相占有总槽数的$\frac{2}{3}$，为120°相带，副相占总槽数的$\frac{1}{3}$，为60°相带。常用的定、转子槽配合见表10-2。

表10-2

极数	定子槽数	转子槽数					
2	12	8	15				
	16	10					
	18	12	15				
	24	18	20	27	28	30	31
4	12	15					
	16	10					
	18	15					
	24	16	18	22	30		
	36	26	34	42			

§10-5 绕组型式的选择

绕组型式的选择与电动机的运行性能、起动特性、线圈绕制工艺密切相关。特别在起动时，为了获得良好的机械特性曲线 $M=f(s)$，必须正确选取槽配合及绕组型式。绕组设计时，要十分注意消除或削弱磁势曲线中的高次空间谐波，这些谐波可能引起转矩曲线的显著凹坑，使起动过程中最小转矩小于负载阻力矩，电动机转速达不到额定值而只在低速下爬行，这时电流很大，时间长了会烧坏绕组。

对于分相起动的单相电动机，当副绕组采用 60° 相带，仅占总槽数的$\frac{1}{3}$时，加之起动时副绕组槽电流很高，三次谐波磁势可达基波磁势的 25%，对起动性能不利，应予以重视。

为了消除三次谐波磁势，可以采用缩短$\frac{1}{3}$极距的双层短距绕组。对性能要求较高的单相电动机，应采用正弦绕组。

在选择绕组时，除保证运行性能要求之外，还要考虑结构及工艺的合理性、经济性。槽满率低时，嵌线工艺好。为了降低漏抗，可以减小端部长度，相应地又使嵌线困难。

单层同心式绕组的线圈制造与嵌线工艺都比较简单，在单相电动机中应用最为普遍。

除凸极式罩极式电动机的定子绕组采用集中绕组外，其他类型的单相异步电动机定子绕组都采用分布绕组。

§10-6 主、副相绕组的计算

单相电动机定子绕组的计算，主要是确定出每相的串联匝数，选取绕组的线规，计算主、副绕组的有效匝数比 a，校核槽满率，计算主、副绕组的阻抗参数等。

一、定子主相绕组计算

1．绕组系数

$$K_{dpM}=K_{dM}\cdot K_{pM}$$

$$=\frac{\sin\frac{q\gamma}{2}}{q\sin\frac{\gamma}{2}}\sin\left(y\frac{\pi}{2}\right)$$

式中

q——每极每相槽数，$q=\dfrac{Q_1}{2pm}$

γ——两相邻槽间的电角度，$\gamma=\dfrac{2p\pi}{Q_1}$

$q\gamma$——相带电角度，$q\gamma=\dfrac{\pi}{m}$

y——相对节距，$y=\dfrac{y}{\tau}$

对于电容运转电动机，$m=2$，主、副相绕组各占$\dfrac{Q_1}{2}$个槽，为 90° 相带的绕组，$q\gamma=90°$。

对于单相电阻、电容起动的电动机，主相绕组占定子槽数的$\frac{2}{3}$，$q_Y=120°$，为120°相带的绕组。副绕组占槽数的$\frac{1}{3}$，$q_Y=60°$，为60°相带的绕组。

对于双层绕组，短距系数$K_{p1}=\sin\left(y\frac{\pi}{2}\right)$，对于单层绕组，$K_{p1}=1$。

绕组的分布系数K_{d1}与短距系数K_{p1}（对于基波）分别由表10-3及表10-4查取。

表10-3

每极每相槽数		1	2	3	4	5	6	7	8	9
K_{d1}	60°相带	1.000	0.966	0.960	0.958	0.957	0.956	0.956	0.956	0.955
	90°相带	1.000	0.924	0.911	0.906	0.904	0.903	0.902	0.902	0.901
	120°相带	1.000	0.866	0.844	0.837	0.833	0.831	0.830	0.829	0.829

2．主相绕组的匝数

$$W_M=\frac{U_1K_E\times10^8}{4k'_Bf_1K_dp_M\Phi}$$

式中

$$K_E=\frac{E_1}{U_1}=\frac{|\dot{U}_1-\dot{I}_MZ_{M1}|}{|U_1|}$$

k'_B——波形系数；

表 10-4

K_{p1} 极距 $\tau=\frac{Q_1}{2p}$ / 节距 y_1	12	11	10	9	8	7	6
1～13	1.000	0.990	0.951	0.866	0.707		
1～12	0.991	1.000	0.988	0.940	0.831		
1～11	0.966	0.990	1.000	0.985	0.924	0.782	
1～10	0.924	0.960	0.988	1.000	0.981	0.901	
1～9	0.866	0.910	0.951	0.985	1.000	0.975	0.866
1～8	0.793	0.841	0.891	0.940	0.981	1.000	0.966
1～7	0.707	0.756	0.809	0.866	0.924	0.975	1.000
1～6	0.609	0.655	0.707	0.766	0.831	0.901	0.966
1～5			0.588	0.643	0.707	0.782	0.866
1～4					0.570	0.624	0.707

ϕ——每极主磁通；

Z_{M1}——主相绕组漏阻抗。

主相绕组串联有效匝数为

$$W_M K_{dpM} = \frac{U_1 K_E \cdot 10^8}{4 k'_B f_1 \Phi}$$

由于小功率异步电动机定子绕组的漏阻抗压降 $I_M Z_{M1}$ 较大，系数 K_E 比一般电机小些，可在 0.75～0.92 之间选取，且功率大者和极数少者取较大值。同时，小功率电动机中，绕组电阻 r_{M1} 与漏电抗 x_{M1} 的数量级是相近的，当功率很小时，甚至 $r_{M1} > x_{M1}$，故 r_{M1} 不能忽略，不能以压降 $I_{M1} x_{M1}$ 近似代替压降 $I_M Z_{M1}$。这是与功率较大的三相电动机计算 K_E 时的区别。

在计算得到主相绕组的电阻 r_{M1} 和漏抗 x_{M1} 之后，应验算 K_E 值，若与预先假定的 K_E 值相差太大，应重新假设并重新计算 K_E，直到使 K_E 的假定值与计算值之间的差别小于允许的工程误差范围为止。

3．主相绕组的导线直径

为了选择确定绕组的导线直径，首先应该计算主相绕组的电流初值 I'_M，并选取主相绕组的电流密度初值 Δ'_M。

对于电阻或电容起动的单相异步电动机，主相绕组电流的初值为

$$I'_M = \frac{P_2}{U_1 \eta' \cos\varphi'} \quad (安)$$

式中 P_2——电动机的额定输出功率（瓦）；

U_1——电动机的外加额定电压（伏）；

η'——设计任务书规定的效率；

$\cos\varphi'$——设计任务书规定的功率因数。

对于电容运转电动机，主相绕组的电流初值为

$$I'_M = \frac{P_2}{\sqrt{2}\,U_1\eta'\cos\varphi'} \text{（安）}$$

根据表 10-1 中给出的数据范围，初选主相绕组的电流密度 Δ'_M 之后，则主相绕组的导线截面积初值为

$$S'_M = \frac{I'_M}{\Delta'_M} \text{（毫米}^2\text{）}$$

依据 S'_M 查附表 1，选取最接近的标准导线直径。

4．主相绕组线圈的平均半匝长度

主相绕组线圈的平均半匝长度由下式确定

$$L_M = \frac{\pi D_e K_s y_{cp}}{Q_1} + L_1 + 2L_d$$

式中 L_1——定子铁心长度；

L_d——绕组线圈直线部分伸出铁心长度；

y_{cp}——平均节距；

K_s——经验系数，4 极时 $K_s = 1.2$；

D_e——线圈中心处的直径。

二、定子副相绕组计算

单相电阻分相与电容起动电动机的起动性能，电容运转电动机的运行性能，都与副相绕组的参数密切相关。副相绕组设计的主要内容包括以下各项：

确定副相绕组对主相绕组的有效匝数比 a；

选择较理想的移相元件。对于电容运转电动机，计算选择工作电容器的电容量 C；对于电容起动电动机、电容起动

与运转电动机，选择起动电容器的电容 C_{st}；对于分相起动电动机则是选择起动电阻 R_{st}。

在设计计算副相绕组之前，必须将主相绕组的参数 r_{M1}、x_{M1}、x_{mM} 及折算到主相的转子参数 r'_{M2}、x'_{M2} 计算确定下来。然后按照第四、五、六章中的分析及有关计算公式，设计副相绕组及移相元件，此处不再重述。设计副相的过程中，如发现主相参数不合理，则应予以调整，并重新对主相绕组进行修改设计。

§10-7 渐近计算法的应用

单相异步电动机的设计程序中，计算公式达上百项之多，而表征电机的参变量却远远超过计算公式的数目，从数学的角度看，电机的设计计算就是求解多变量的联立方程式，但因未知数多于方程数，理论上是不可解的。在工程设计中，为了解决上述计算的困难，除采用一些经验系数之外，还经常使用渐近计算法（即试探法）。渐近计算法包括三步：

比较准确地选取待求量的假定值；

应用假定值给出的条件，根据设计程序计算出待求量的计算值；

按照合理的工程误差要求，将假定值与计算值进行比较，并决定对该计算值的取舍。

为了用渐近法顺利地求出设计结果，避免计算时大量返工，现对程序中几个用渐近法计算的物理量的变化规律予以说明。

一、磁路饱和系数 F_T 与磁场波幅系数 F_S

磁路饱和系数 F_T 的定义为

$$F_T=\frac{F_\delta+F_{T1}+F_{T2}}{F_\delta}$$

式中 F_δ——气隙磁势；

F_{T1}——定子齿磁势；

F_{T2}——转子齿磁势。

磁场波幅系数 F_S 为气隙中最大磁通密度与平均磁通密度的比值。当磁场空间分布为正弦波时，F_S 等于$\frac{\pi}{2}$。磁路越饱和，即 F_T 越大时，磁场空间分布波越呈平顶波，F_S 越接近于1。反之，饱和程度越低，即 F_T 越近于1，则 F_S 就越近于$\frac{\pi}{2}$。在进行磁路计算的初始，F_T 或 F_S 是不知道的，为了获得这个待求量，就要应用渐近法。

根据大量单相电动机设计结果的统计规律知道，饱和系数 F_T 的平均值约为1.1左右。此数据可供设计中第一次选取假定值 F_T' 时参考。待计算出 F_T 后，可能有三种情况：$F_T'=F_T$；$F_T'>F_T$；$F_T'<F_T$。

当 $F_T'=F_T$ 时，说明假设的磁路饱和程度与电机中实际的磁路饱和程度是一致的，即一次渐近成功，不需要返工重算。

若 $F_T'<F_T$ 时，说明 F_T' 假设小了，即 F_S' 假设大了，这使每极磁通 ϕ 及定、转子齿磁通密度 B_{t1}、B_{t2} 的假设值都大，故导致计算值 F_T 变大。因此，第二次假设值 F_T'' 应取

第一次的假设值 F'_T 与计算值 F_T 的中间值，这时有：

$$F''_T\uparrow\longrightarrow F''_S\downarrow\longrightarrow\phi\downarrow\longrightarrow B_{t1}\downarrow、B_{t2}\downarrow\longrightarrow F_T\downarrow$$

可见，第二次假设值 F''_T 上升，第二次计算值 F_T 就下降，使两者更接近了。

同理可以说明，当 $F'_T>F_T$ 时，第二次应使 F''_T 下降，则计算值 F_T 上升，两者逐渐接近之。

综合以上两种情况，其结论为：用渐近法计算电机磁路时，后一次的假设值 F''_T 应取前一次假设值与计算值之间的数值，而且当假设值与计算值之间的相对误差小于1%时，认为计算结果是准确的，即

$$\left|\frac{F_T-F'_T}{F_T}\right|<1\%$$

二、满载电势系数 K_E

由异步电动机原理知道，满载电势系数 K_E 的计算式为：

$$K_E=\frac{E_1}{U_1}=\frac{|\dot{U}_1-\dot{I}_1Z_1|}{|\dot{U}_1|}$$

在电动机设计中，K_E 也是由渐近法确定的，对大量电机设计数据的统计资料指出，K_E 在 0.75～0.92 范围内，并以此作为第一次假设值 K'_E 的依据。当第一次假设值 K'_E 与计算值 K_E 不一致时，第二次的假设值 K''_E 应该取第一次假设值 K'_E 与计算值 K_E 二者的中间值。直到假设值与计算值之间的相对误差小于1%为准。

因为 $\dot{E}_1=\dot{U}_1-\dot{I}_1Z_1$，其中 $\dot{U}_1$、Z_1 是不变的参量，$\dot{I}_1$ 中包

括有功电流和无功电流。无功电流中的主要部分是激磁电流 $\dot{I}_{\mu}$。当假设值 K_E' 选取得偏小时，则磁通 Φ'、电流 I_{μ}'、压降 I_1Z_1 都随之偏小，则计算值 K_E 就会偏大；反之，K_E' 偏大时，I_1Z_1 也偏大，计算值 K_E 就会减小。因此，第二次假设值 K_E'' 应取第一次计算值与假设值的平均值附近，以便较快地使假设值与计算值一致起来，实现渐近计算的目的。

三、起动电流 I_{st}

在计算单相异步电动机的起动特性时，定、转子漏电抗的数值必须计及漏磁路饱和效应的影响，可是，当不知道起动电流I_{st}的具体数值时，又无法知道饱和效应的大小。所以起动电流 I_{st} 也要用渐近法确定。首先假定一个起动电流 I_{st}'，并计算其相应的饱和效应后的漏抗参数，再由此漏抗参数确定出起动电流的计算值 I_{st}，直到两者逐步逼近到基本相等为准。实验指出，设计程序中，起动电流 I_{st} 的计算公式本身不够准确，因此，设计中对 I_{st} 的相对误差提出过高的精度要求是不现实的，目前，计算值与假设值间的相对误差小于2% 就认为是合格的。

根据计及饱和效应时漏电抗的计算方法知道，当假设值 I_{st}'偏小时，起动漏抗饱和系数 K_z 变大，起动时漏抗 x_{st} 的计算值变大，起动电流计算值 I_{st} 反而变小；反之，当假设值 I_{st}' 偏大时，K_z、x_{st} 变小，计算值 I_{st} 就变大。这就说明，为了加快渐近计算的速度，第二次的假设值 I_{st}'' 应该超越第一次的计算值 I_{st}，即若 $I_{st}<I_{st}'$，则选取 $I_{st}''<I_{st}$；若 $I_{st}>I_{st}'$，则选取 $I_{st}''>I_{st}$。这种渐近方法称为“超计算值调整”。根据

单相异步电动机的统计资料，第一次假设值 I'_{st} 应在下列范围内选择：

电阻分相电动机：I'_{st} = (6～9)额定电流；

电容起动电动机：I'_{st} = (4.5～6.5)额定电流；

电容运转电动机：I'_{st} = (5～7)额定电流。

§10-8 电容电动机设计方案的调整

单相异步电动机的设计方法及电磁方案的调整方法，在许多方面是与三相异步电动机相同的，此处不再重述。对于单相电容运转电动机而言，设计中的主要特点是有效匝数比 a 及工作电容量 C 的确定，因此，着重讨论副绕组设计时 a 与 C 的选择及调整问题，以便在给定负载下（或给定转差率 S 下）获得圆形旋转磁场，使单相电动机在对称条件下运行。

一、影响匝数比 a 及电容量 C 的主要因素

1．磁路饱和程度对 a 及 C 的影响

在第四章中已经研究了电容运转电动机产生圆形磁场的条件，知道主相绕组的激磁电抗 x_{mM} 直接影响正序负载阻抗 $Z_f = R_f + jX_f$ 的数值，所以匝数比 a 及电容量 C 的确定与 x_{mM} 密切相关。

当磁路饱和度低时，激磁电抗 x_{mM} 增大，则有：

$$x_\alpha = x_{mM} + x'_{M2} \uparrow, \quad M_2 = \frac{r'_{M2}}{x_\alpha} \downarrow, \quad M_3 = \frac{K_\alpha x_\alpha}{2} \uparrow,$$

于是

$$R_f = \frac{M_1/S}{1+\left(\frac{M_2}{S}\right)^2}\uparrow, \quad X_f \approx \frac{M_3}{1+\frac{1}{\left(\frac{M_2}{S}\right)^2}}\downarrow$$

则有

$$a = \mathrm{tg}\theta_M^+ = \frac{x_{M1}+2X_f}{r_{M1}+2R_f}\downarrow$$

$$x_C = (1+a^2)(x_{M1}+2X_f)\downarrow$$

$$C = \frac{1}{\omega x_C}\uparrow$$

同时电容量 C 的增大，使电容器上的压降减小，这是比较有利的。因此，单相电容运转电动机经常设计的磁路饱和度较低，气隙磁密 B_δ 在 4500～6000 高斯范围内选取。

2．气隙 δ 对 a 和 C 的影响

气隙 δ 的大小影响激磁电抗 x_{mM} 的数值，σ 越小，x_{mM} 越大，则使 a 下降，C 上升，反之，δ 越大，x_{mM} 越小，则 a 上升，C 下降。当其他参数不变时，调整气隙 δ，则 a 与 C 必须跟着变动，以保证在给定负载下获得对称运行条件。

3．主相绕组对 a 和 C 的影响

主相绕组的有效匝数越多，导线越细，则电阻 r_{M1} 及激磁电抗 x_{mM} 越大，其作用是使 a 下降，C 上升，以获得对称运行条件。反之，匝数减少，导线变粗，为保持对称运行条件，a 要相应地增加，C 要减小。

二、设计中 a 和 c 的调整

因为正序负载阻抗 R_f、x_f 是转差率 S 的函数，相应的匝数比 a 及电容量 C 也是 S 的函数，为使电容运转电动机工作在对称条件，气隙中形成圆形旋转磁场，a、C 值是与负载 P_2、转差率 S 相互对应的，S 或 P_2 变化时，a、C 必须作相应的变化，否则，不能满足对称运行条件。在设计过程中，计算出 a 及 C 后，电容 C 应该规格化为最接近的标准电容值，当 C 的计算值与选用的标准值差别较大时，容抗 x_C 变化较大，应重新计算相应的 a 值，以满足 $x_C=(1+a^2)(x_{M1}+2X_f)$ 的关系，但是若 S 不变，重新计算的 a 值不会等于 $\mathrm{tg}\theta_M$，故电动机只能运行于椭圆形磁场状况。如果调整后的 a 值比较合适，可以有 $I_M\approx aI_A$，$(\theta_M-\theta_A)\approx 90°$，电动机基本满足对称运行条件。

三、电容器工作电压 U_C 与 a、c 的调整

当电容器工作电压太高时，应使电容量 C 增大，有效匝数比 a 减小，这样达到容抗 x_C 减小的目的。这样调整的结果，虽然副相电流 I_A 略有增大，但一般情况下电容器工作电压 $U_C=I_Ax_C$ 仍会下降。调整电容 C 时，电压 U_C 的变化规律是这样的：$U_A=aU_M$，且 $\dot{U}_A$ 领前 $\dot{U}_M 90°$ 电角度，故电压 $\dot{U}_A$、$\dot{U}_M$、$\dot{U}_C$ 之间构成直角三角形，则有

$$U_C=\sqrt{U_M^2+U_A^2}=U_M\sqrt{1+a^2}$$

即

$$U_C\propto\sqrt{1+a^2}$$

已经知道$x_C=\frac{1}{2\pi fc}=(1+a^2)x_{M+}$，则有

$$(1+a^2)\propto\frac{1}{C}$$

所以得到

$$U_C\propto\sqrt{\frac{1}{C}}$$

于是，得出U_C与C之间的调整规律为

$$\frac{U_C}{U_C'}=\sqrt{\frac{C'}{C}}\quad 或U_C'=U_C\sqrt{\frac{C}{C'}}$$

式中 C、U_C——调整前的电容量和电容器工作电压；

C'、U_C'——调整后的电容量和电容器工作电压。

为了使电容器能够充分利用，总是希望电容器的工作电压U_C接近于并稍低于允许的额定电压。

四、设计参数的调整

单相异步电动机在设计过程中，由于各个参数与性能指标之间存在着错综复杂的内在影响，设计方案中往往出现某项指标达不到预定的技术要求，因此，应当对设计参数作适当的调整。其调整途径可参考表10-5中的分析说明。

表 10-5

序号	现　象	可能原因	调　整　方　法	调整后对其他性能的影响
1	过载能力低（T_{max}太小）	①总漏抗 x_T（即 x_1+x_2）太大	①减少定子绕组匝数和电机铁心长度 l_1	①磁路过饱和 ②空载电流 I_0 增大，功率因数 $\cos\varphi$ 降低
			②增大气隙长度	I_0 增大，$\cos\varphi$降低
			③减小转子斜槽度	最小转矩 T_{min} 减小
			④调整槽形：增大槽口，采用宽而浅的槽形	影响磁路
		②在单相电动机中电阻 r_2 太大	①增大转子导条和端环的截面积	r_2 减小，可能使 T_{st} 下降，P_{AL2} 减小，效率提高
			②减少定子绕组匝数	①磁路可能过饱和 ②$\cos\varphi$ 下降 ③因为 x_1、x_2 下降，可使 T_{st}、I_{st} 都增大
2	最初起动转矩 T_{st} 太小	①总漏抗 x_T 太大	见序号 1	见序号 1

续表

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对其他性能的影响
		2.转子电阻r_2太小	①适当缩小转子导条和端环的截面积	①r_2增大，可能使额定转速下降 ②增大转子铝耗，影响效率
			②调整转子槽形：采用窄而深的槽形，增大挤流效应	①正常运行时，x_2增大，可能使T_{max}、$\cos\varphi$下降 ②转子轭磁密过饱和，使I_0增大，$\cos\varphi$下降
		③在单相电动机中有效匝数比a或电容量C选择不当	①可减小有效匝数比a	起动电流增大
			②增大副绕组电阻对电抗的比值	若减小截面，则电流密度增大，发热。若反绕，则用铜量增加
			③在具有电容器的单相电动机中，适当增大有效匝数比a或电容量C	起动电流增大，电容器电压U_C增高

续表

序号	现　象	可能原因	调　整　方　法	调整后对其他性能的影响
3	最初起动电流 I_{st} 太大	①总漏抗 x_T 太小	①适当增加定子绕组匝数 ②转子采用闭口槽 ③调整转子槽形，增大挤流效应	x_T 增大，使 T_{max}、I_{st} 减小
		②在单相电动机中，有效匝数比 a 与电容量 C 选择不当	①在单相电阻起动电动机中，可增加有效匝数比 a	T_{st} 减小
			②在具有电容器的单相、电动机中，适当减小 a 或 C	T_{st} 减小；U_C 减小
4	额定转速低（转差率 S_N 太大）	转子电阻 r_2 太大或转子铝耗 $P_{A,2}$ 太大	①增大转子导条和端环的截面积	①r_2 减小，可能使 T_{st} 下降，P_{AL2} 减小，效率将提高 ②单相电动机中，可使 T_{max} 增大
			②减少定子绕组匝数	①磁路可能过饱和 ②$\cos\varphi$ 下降 ③因 x_1、x_2 下降，可使 T_{max}、T_{st} 和 I_{st} 都增大

续表

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对其他性能的影响
5	功率因数 $\cos\varphi$ 太低	①空载电流 I_0 太大	①减小主磁路饱和程度： (1)增加定子匝数 (2)增加铁心长度 (3)调整槽形尺寸，降低过饱和部分的磁密	漏抗 x_1、x_2 增大，可能使 T_{max}、T_{st} 下降，且使电抗电流 I_x 增大，削弱了提高 $\cos\varphi$ 的效果
			②减小气隙长度	①增加制造和装配困难 ②附加损耗和旋转铁耗增加 ③在单相电动机中，可能增大 T_{st} 的大小点问题
		②在单相电容运转电机中，a 和 C 匹配不当	适当调整 a 和 C 的匹配，一般可加大 C 值	若 C 增大时，则 I_{st}、T_{st} 相应增大，且使运行时副相电流增大
6	效率 η 低	①定子铜耗太大	因 $P_{Cu1}=I_1^2r_1$，定子电流 I_1 变化较小，故主要减小定子绕组电阻 r_1	

续表

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对其他性能的影响
			①嵌线工艺允许时，缩短线圈端接	嵌线较困难
			②放大线径，降低定子电密	①槽满率提高，嵌线困难 ②若需放大槽形，则影响磁密
			③减少定子绕组匝数，可使定子转子电阻同时减小，使 P_{Cu1}、P_{AL2} 同时下降（当电机磁密低时，此法是有效措施）	①磁密增加，I_0 增大，使 $\cos\varphi$ 下降 ②铁耗增加，影响效率的提高 ③漏抗 x_1、x_2 减小，会使 I_{st} 增大
			④当 $\cos\varphi$ 也低时，增加定子绕组匝数，使 I_1 下降	
		②转子铝耗 P_{Al2} 太大	见序号 1	见序号 4

续表

序号	现　象	可能原因	调　整　方　法	调整后对其他性能的影响
		③铁耗 P_{Fe} 太大	主要降低磁密，措施： ①增加铁心长度 l_1（只当磁路很饱和时采用）	①增加铁重和电机体积 ②l_1 增大，磁密减小，但用铁量增加，削弱了降低 P_{Fe} 的效果
			②增加定子绕组匝数	①用铜量增加，P_{Cu1}、P_{AL2} 增大，影响提高效率 η 的效果 ②x_1、x_2 增大，使 T_{max}、T_{st} 下降
			③调整槽形，使磁密分布合理	
			④减小旋转铁耗： (1)减小定、转子槽口或转子采用闭口槽 (2)定子采用磁性槽楔 (3)增大气隙	①漏抗 x_1、x_2 增大，使 T_{max}、T_{st} 下降 ②降低 $\cos\varphi$
			⑤改善硅钢片材料性能	①增加工序和工时，提高成本

续表

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对其他性能的影响
			(1)热处理：退火或氧化膜处理 (2)涂漆处理 (3)采用高导磁低损耗的硅钢片	②受材料来源的限制
		附加损耗P_{δ}太大	①定子绕组采用合理的短距、分布绕组	
			②转子斜槽	
			③增大气隙长度（尤指2极电机）	使I_m增大，$\cos\varphi$下降
			①铸铝转子脱壳处理（尤指压铸法转子）	增加工序和工时
		机械损耗太大	①风磨耗太大时，减小风扇尺寸	温升有裕度时采用
			②提高轴承档加工质量，改善套轴承工艺，保证轴承质量	
			③采用优质的滑脂	

小　　结

本章简要说明了单相异步电动机的设计要点：①单相异步电动机中存在着负序磁场，对电动机性能有不利的影响，故电磁负荷的选取应较三相电动机时小些。②单相异步电动机中谐波磁场较三相电动机中更突出，特别是三次谐波幅值较大，为此，绕组型式多选择正弦绕组或短距双层绕组。③单相电容运转异步电动机，为了在额定运行时满足对称条件，必须选取合适的有效匝数比 a 及分相电容值 C。而且气隙 δ 的大小和主相匝数 W_M 的多少，对 a、C 有直接的影响，在设计时必须考虑。

设计中与三相电动机相同的地方未予讨论。

第十一章
单相异步电动机的使用维护和起动元件

§11-1 概　　述

单相异步电动机具有结构简单，坚固耐用的特点，如能正确使用，可以具有相当长的寿命。电动机的选用是否合适，必须按电机铭牌规定的数据进行检查。例如，电动机的功率和转速必须适合所要拖动的负载机构，电源的电压和频率必须与铭牌规定的相符合，电动机的防护型式要适合工作环境的条件，等等。

电动机在运行中，绕组的铜损耗和铁心的损耗以及其他能量损耗都在电机内部转化为热量，使电机的温度逐渐升高。当电机运行时间足够长（一般为几个小时）后，电机内部产生的热量与电机向周围环境散发出的热量平衡时，电动机的温度便达到某一稳定值，不再升高。这个稳定的温度与周围环境温度之差称为稳定温升。

电动机的温升不仅与其内部损耗的大小有关，而且与电

动机的工作状态有关。例如，在损耗相同的条件下，电动机连续运行 12 小时与断续运行 12 小时相比，肯定前者温度较高。因此，电动机的铭牌上对电机的运行方式有明确规定。根据我国电机基本技术要求(*GB*755—65)，按照运行的持续时间及顺序，定额分为连续定额电机、短时定额电机和断续定额电机。

连续定额电机：按照规定的全部电量和机械量的数值，可以不受时间限制连续运行的电机，称为连续定额电机。

短时定额电机：按照规定的全部电量和机械量的数值，在规定的持续时间限值内运行（由实际冷状态开始）的电机，称为短时定额电机。标准的持续时间限值分为10、30、60、90 分钟四种。

断续定额电机：按照规定的全部电量和机械量的数值，长期运行于一系列完全相同的周期的电机，称为断续定额电机。每个周期包括一个额定负载时间和一个停止时间，在停止时间内电机完全停止，所有电的或机械的输入功率均被切除。每个周期为 10 分钟。在一个周期内额定负载时间与整个周期之比称为负载持续率，用百分率表示。标准的负载持续率为15%、25%、40%、60%。如无其他说明，全部电量和机械量的数值，都是指 25% 负载持续率时的数值。

电动机在正常运行中，它的温度究竟允许达到多高呢？就电机中的金属材料铜（或铝）和铁来说，它们的耐热性是相当高的，耐热性较低的主要是绕组的绝缘材料。如果电机温度过高将使电机的绝缘材料老化或损坏，以致缩短电机的

使用寿命。电机所用绝缘材料按它们允许的最高温度分为若干等级，见表 11-1。

表 11-1

绝缘等级	A	E	B	F	H	C
允许最高温度(°C)	105	120	130	155	180	180以上
材料举例	浸渍处理过的有机材料：如纸、棉纱……等	聚脂薄膜、三醋酸纤维薄膜	云母带、云母纸、玻璃漆布	云母、石棉、玻璃纤维，用合适的树脂作粘合剂	云母、石棉、玻璃纤维等以硅有机树脂作粘合剂	天然云母、玻璃、陶瓷、聚四氟乙烯

表 11-1 中所列绝缘材料等级的最高允许温度，是根据绝缘材料能保证电机在一定期限内（一般为 15 至 20 年）可靠地工作而规定的。高于上述温度而连续地运行，绝缘材料的（即电机的）寿命将迅速缩短。

§11-2 单相异步电动机的使用维护

单相异步电动机的选择使用，一般应以电动机铭牌上规定的数据作为依据。例如，电源的电压和频率必须与铭牌规定的相符，电动机的功率和转速必须适合所要拖动的负载机构的要求，电动机的防护型式要适合工作环境的条件。但

是，负载性质和使用要求常常是较复杂的，这就要求使用者对各类型单相异步电动机的运行性能及其特点熟练掌握，以便因地制宜地合理选用。下面仅就一些突出问题予以说明。

一、功率选择

对于频繁起动的负载（每分钟起动一、二十次），应该适当加大选用的电动机功率，当选用单相电容运转异步电动机时，其电动机功率与负载相比不应有较大的余量，应尽量使电动机的额定功率与额定负载接近，以避免电容运转电动机在轻载运行时发生过热现象。因为电容运转电动机离开额定运行点时，电动机内部出现逆序旋转磁场，电机的损耗增大，温度升高。

二、类型选择

对于经常出现特大过载转矩的负载（例如工业用缝纫机卡住时），不宜选用单相电阻起动和单相电容起动的异步电动机，以免因转速突降使离心开关触头再次闭合而导致起动绕组烧毁。

对于频繁起动的负载，不宜选用单相分相起动的异步电动机，以免离心开关和起动电容器很快损坏。

对于要求改变电动机运转方向的负载，不能选用单相罩极式异步电动机。其他各类单相异步电动机均可通过任一绕组的两个端点对调实现改变转向的目的。其中单相分相起动电动机，应在电动机静止或转速降低到离心开关触头闭合后，方可对调接线方式，否则转向不能改变。

三、使用维护

单相异步电动机接线时应该正确区分主、副绕组，并注意它们的始、末端，一般在接线板上的相应标志如下表：

绕组名称	始端	末端
主绕组	D_1	D_2
副绕组	F_1	F_2

若接线标志脱落时，分别测试两个绕组的电阻，其电阻值大者为副绕组。

更换电容器时，应注意使电容器的电容量和工作电压，与原先的规格相一致。起动用电容器选择专用的电解电容器，其通电时间一般不允许超过3秒钟。工作用电容器可选用密封腊浸、油浸或金属膜纸介电容器。

额定频率为60赫的单相异步电动机，不能用在50赫的电源上，否则引起电流增大，电动机过热，甚至烧毁电动机的绕组。

§11-3 单相异步电动机的故障分析

单相异步电动机在运行中的故障是多种多样的，其原因也比较复杂。当电动机发生故障时，首先要对电动机的线路、辅助设备（如离心开关、起动继电器等）和电动机所拖

动的负载机构进行仔细的检查，观察它们是否处于正常状态；其次应该对电动机本身从机械方面加以检查，如轴承转动是否灵活。就电动机内部的故障来说，多数故障都会从定子绕组电流增大和电机的温度升高反映出来。这些故障在发生和发展的过程中，往往会首先出现定子电流的不正常变化。所以要分析故障的产生原因，就必须注意观察定子电流的变化和所出现的其他异常现象。通过认真的分析，根据电机内部的规律和已积累的经验做出判断，找出原因。

关于单相异步电动机的常见故障现象及其原因分析，详见表 11-2。

表 11-2

序号	故障现象	故障原因
1	电源电压正常，通电后电动机不能起动	1．引线断路 2．主绕组或副绕组开路 3．离心开关触点合不上 4．电容器开路 5．轴承卡住 (1) 轴承质量不好 (2) 轴承装配不良 (3) 润滑脂固结 6．定子和转子相碰 7．过载
2	空载能起动，或外力帮助下能起动，但起动迟缓且转向不定	副绕组回路不通 (1) 副绕组开路 (2) 离心开关触头合不上 (3) 电容器开路

续表

序号	故障现象	故障原因
3	电动机转速低于正常转速	1．主绕组短路 2．起动后离心开关触头断不开，副绕组没有脱离电源 3．主绕组内有几极反接或绕组接线错误 4．轴承损坏
4	起动后，电动机很快发热，甚至烧毁绕组	1．主绕组短路 2．主绕组接地 3．主绕组和副绕组短路 4．起动后离心开关触头断不开，使起动绕组长期运行而发热，甚至烧毁 5．主、副绕组相互接错
5	起动后，电动机发热，且输入功率特大	1．电动机过载 2．绕组短路或接地 3．轴承损坏 4．定子和转子之间相擦
6	通电后，保险丝熔断，电动机不转动	1．绕组短路或接地 2．引出线接地 3．电容器短路
7	电动机转动时，噪音太大	1．绕组短路或接地 2．离心开关损坏 3．轴承损坏 4．轴承油隙太大 5．杂物如绝缘片、导线头侵入电动机内

单相异步电动机具体的修理方法与一般三相异步电动机相同。在单相异步电动机中最常见的故障是发生在离心开关部分，因此检查故障时，尤其应给予注意。

§11-4 单相异步电动机的起动开关

单相异步电动机需要一个副绕组帮助起动，电动机起动后，一般都由起动开关把副绕组切断，如果是电容起动和运转式单相电动机，也要利用起动开关把一部分起动电容切除。

起动开关（或起动元件）的类型是多种多样的，主要分为机械式和电气式两大类。机械式是直接利用电机转动产生的机械力来断开接点，如利用离心力断开起动开关的接点。电气式则是利用电磁力、电热等能源使起动开关动作并断开接点，如电磁式继电器、热继电器等。起动元件的型式在不断发展，目前半导体无触点起动开关已被采用。

常用的起动元件要求在电动机接到电网后，转速达到75～80%同步转速时，把副相电路切断。在什么时刻切断副相绕组是单相异步电动机起动中的一个重要问题。

一、离心开关

离心开关的结构型式有多种，它是利用一个随转轴一起转动的部件——离心块，当转子的转速达到75～80%电动机同步转速时，利用离心块的离心力克服弹簧对动触头的拉力（或压力），使动触头与静触头脱离接触，从而切除副绕组与电源的联系，使电动机仅在主绕组单独通电时正常运行。

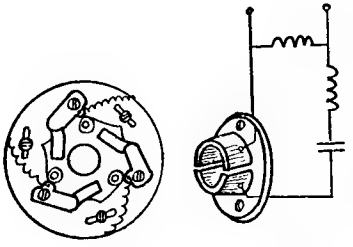


图 11-1　离心开关

(a)动触头　　(b)静触头

图11-1表示一种离心开关的结构，这种离心开关的转动部分随电动机转子一起旋转，见图 11-1(*a*)，在静止时或转速较低时，弹簧拉紧电刷（动触头），使它压在固定的铜环（静触头）上。电刷共有三个，它们互相之间有电的联系并与固定的、分半的圆铜环间为滑动接触。铜环是二半圆筒互相绝缘的固定部件，见图 11-1(*b*)。二片半圆铜环接到起动绕组电路中，起开关作用。当转动着的三个电刷与这二片相互绝缘的半圆铜环滑动接触时，无论电刷转到什么位置，始终有二个电刷把二片半铜环之间接通，即使起动绕组电路接通。只有当转子转速达到75%左右的同步转速，电刷部分的离心力克服了弹簧的拉力时，三个电刷都离开了固定的铜环，从而使电路断开，切断副相，并保证在电动机正常运行的整个过程中，电刷始终脱离铜环，副相处于开路状态。只有在电动机转速较低或停止转动时，电刷才在弹簧的拉力下重新接触铜环，把副相绕组接通。

这种起动开关结构复杂，而且要装在电机端盖内侧，不便于检查维护，如果电机过载时，转速降低，离心力减小，离心开关将重新把副绕组电路接通，甚至会烧毁副绕组。

二、起动继电器

目前使用较多的起动继电器有差动式、电流式、电压式三种。下面分别介绍其接线方式及工作原理。

1．差动式起动继电器

差动式继电器的接线方式如图 11-2 所示。

图 11-2 中各符号的意义如下：

A——电动机副绕组线圈；

M——电动机主绕组线圈；

D——继电器电流线圈；

F——继电器电压线圈；

E——弹簧；

K——常闭开关触头。

差动式起动继电器有两个线圈：电流线圈及电压线圈。电流线圈 *D* 与电动机的主相绕组 *M* 串联，电压线圈 *F* 经过常闭触头 *K* 与电动机的副绕组 *A* 串联。电动机未接电源时，由于弹簧 *E* 的拉紧力的作用，开关 *K* 处于常闭状态。当电动机接到电源之后，起动初始，由于主绕组和电流线圈中通过的起动电流大，电流线圈产生的电磁吸力大，使开关 *K* 继续保持接通状

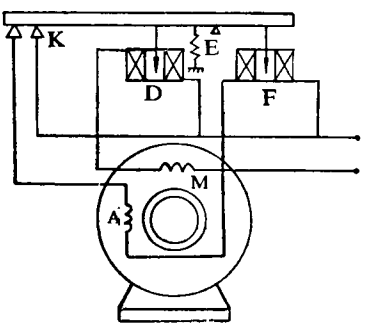


图 11-2　差动式继电器

态。当起动后电动机的转速上升到75～80%同步转速n_1时，主相绕组及电流线圈中的电流大大减小，电磁吸力减小，并且使电流线圈的电磁吸力与弹簧的拉力之和，小于电压线圈F产生的电磁吸力，于是导致开关K被打开，副绕组与电源切断，只留主绕组M单相运行。

2. 电流式起动继电器

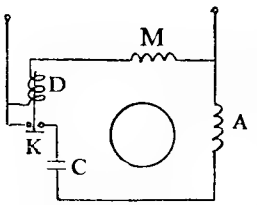


图11-3　电流式继电器

电流式起动继电器的接线原理如图11-3所示。电流式继电器的电流线圈D与主绕组M串联，常开触头K与副绕组A串联。当电动机未接通电源时，动触头K在弹簧压力的作用下处于开断状态。当电动机接通电源时，由于电流线圈中通过的起动电流大，产生的电磁吸力大于弹簧压力，使K接通，副绕组通电，电动机开始起动。待电动机转速达到75%左右的同步转速n_1时，主相电流（即电流线圈中的电流）减小，电磁吸力小于弹簧压力，K又被打开，副绕组断电，起动完毕。

电流式继电器主要用于单相电容起动、电阻起动的电动机。也可以用于电容起动和运转电动机，在起动过程中只切断起动电容C_{st}。

选用电流式起动继电器时，应注意与电动机功率的适当配合，使继电器开关的动作电流大小合适，以避免过早地断开副相电路，更不允许出现副相断不开的情况，以免烧毁副绕组。

3. 电压式起动继电器

电压式起动继电器的接线原理如图 11-4 所示。继电器的电压线圈 D 与副相绕组 A 并联。常闭开关的动触头 K 将电容 C 和副绕组 A 串联起来。电动机接通电源起动后，电动机的转速上升到同步转速 n_1 的 70% 左右时，继电器电压线圈的电流增大，电磁吸力将触头 K 断开，同时切断副相电路。

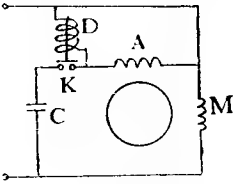


图 11-4　电压式继电器

电压式继电器适用于单相电容、电阻起动的电动机，也可以在电容起动和运转电动机中用以切断起动电容 C_{st}。

§11-5　起动用电解质电容器

电容起动电动机的起动性能好，是由于采用了移相电容器的结果。因此，生产并研制质高价廉的电容器，是推广应用电容起动电动机的前提。电容起动电动机所使用的起动电容器，其电容量要比电容运转电动机时大得多，如若采用一般为改善功率因数用的交流电容器，则体积与价钱都要大得多。考虑到起动用电容器，通电时间短、不是连续定额，因此，都采用小形的电解质电容器。

电解质电容器的结构和工作原理是这样的，一个极板是由纯度为 99.95～99.99% 的铝箔制成的，并经过化学腐蚀

使铝箔表面凹凸不平，从而增大极板的有效面积。电容的工作介质是在铝金属表面利用化学方法生成的一层极薄的Al_2O_3氧化膜，当电解液采用弱酸溶液，例如硼酸溶液时，其化学反应式为

$$2OH^- - 2e \longrightarrow H_2O + [O]$$

$$3[O] + 2Al \longrightarrow Al_2O_3$$

电容的另一个极板不是金属，而是一种电解质，称为电糊，例如由硼酸＋乙二醇＋氨水制成的电糊状电解液，将电解液浸附在薄纸上，其引出线借助于另一个铝箔，作为电容的一个极。

将铝箔与浸有电解质的薄纸叠起来并卷成圆柱形，密封在金属外壳中即成产品。由于铝电解质电容器的下列特点：①极板的有效面积S经腐蚀工艺后，比原来的表面积增大几十倍；②氧化膜介质厚度d极薄，一般在1.5×10^{-6}厘米；③Al_2O_3膜的介电常数ε为8.4（空气的$\varepsilon_0=1$），工作场强高达600千伏/毫米左右。因此，由公式

$$C=\frac{\varepsilon S}{3.6\pi d}\times10^{-6}(\mu F)$$

看出，铝电解质电容器具有体积小、电容量大的优点。这种电容器的另一个优点是，氧化膜一旦被击穿后，它能自动恢复，这是因为在击穿处有漏电流通过电解质，使电解质分解产生氧原子，这氧原子与铝箔起作用，又重新形成氧化膜，从而使漏电停止。

电解质电容器有供直流、交流应用的两种，前者只在铝箔的单面形成氧化膜。

电容器的性能指标为：①额定电压：指环境温度在－20～65℃之间时，每小时对电容器加电压20次，每次持续3秒钟，电容器应能连续、安全运行的电压。在使用中，电容器的电压降应以其规定的额定值为限；②额定电容量：在室温为20℃时，对电容器加5秒钟额定电压后，实测得到的电容量为其额定电容量的值；③损耗：电容器的电损耗，是以实际消耗的功率与输入视在伏安之比表示，其值应在10%以下，一般多为5～6%；④寿命：以电容器的耐用次数来衡量。按规定的时间间隔，如每分钟二次，每次一秒，间隔29秒加电压，经用5～10万次后，其电容量的变化应不超过±25%，这个次数就表示其寿命；⑤适用环境温度：电容器的特性随温度变化很大，温度过高，寿命要缩短，温度过低，电容量要减小，损耗要增加。一般适用的温度限定在－20～65℃之间。

电解电容器一般适用于每小时起动20～30次的场合，起动次数过多，会出现过热，发生故障。对于这种场合，应采用纸介质电容器。电解质电容器不应长期放置在干燥或较热的地方，以防电解质干结、电容量消失。电容器的电容量可以用电容电桥来测定，也可以加交流电压，测得通过的电流，由下式计算得到

$$C = \frac{10^6 I}{2\pi f U} \quad (\mu F)$$

电容量一般都标明在电容器的外壳上。电容起动电动机若发生起动转矩太小或无起动转矩的故障，应该检查判断电容器是否发生了短路或断路，以便采取相应的对策。

对于单相电容运转电动机，其移相电容量都比较小。应该采用油浸电容或金属化纸介质干式电容器，而不采用电解质电容器。

小　　结

单相异步电动机能否安全可靠地长期使用，关键在于对电动机的正确选用与维护。一台良好的电机，如果使用、维护不当，寿命将大大缩短，甚至很快被烧毁。所以对电动机，使用前要正确选择、做好检查，在使用中要注意监视，还应定期维修，以便及时发现和排除可能引起故障的潜在因素。

单相异步电动机在运行中，要注意观察电流、温度、振动与噪声是否正常，以便对可能出现的故障及时作出分析判断，并采取相应的措施。

第十二章
单相异步电动机计算实例

§12-1 单相电容运转电动机电磁计算

单相异步电动机，由于主、副两相多处于不对称工作状态，气隙中存在正、负序两个旋转磁场，主、副两相的电压、电流、功率等电量，都与两相的正、负序等值电路参数、有效匝数比 a、移相电容 C、转差率 S 等因素密切相关，这就决定了单相异步电动机的电磁计算和方案调整工作，比三相异步电动机更为困难。为了使读者容易理解并掌握单相电动机电磁设计的程序和方法，本节以 400 毫米排风扇用单相电容运转电动机为例，对单相异步电动机的电磁计算程序与具体计算方法予以介绍。

单相电容运转电动机的电磁计算实例

一、基本数据

1. **输入功率** $P_1 \leqslant 145$（瓦）

2. **输出功率** $P_2=80$（瓦）

3. **额定电压** $U_1=220$（伏）

4. **极数** $2p=4$

5. **相数** $m_1=2$

6. **额定频率** $f_1=50$(周/秒)

7. **转速** $n\geqslant1350$（转/分）

8. **风量** $V\geqslant45$(米^3/分)

二、基本技术要求

1. **效率** $\eta'=60\%$

2. **功率因数** $\cos\varphi'\geqslant0.9$

3. **起动电流** $I'_{st}\leqslant1.5$（安）

4. **起动转矩倍数** $T'_{st}\geqslant0.4$

5. **最大转矩倍数** $T'_M\geqslant1.4$

6. **温升** $\theta\leqslant60$°C

7. **运行方式** 连续

三、冲片及铁心尺寸

电动机的定、转子铁心冲片如图 12-1所示。

1. **定子铁心外径** $D_1=10.2$（厘米）

2. **定子铁心内径** $D_{i1}=6.0$（厘米）

3. **单边气隙** $\delta=0.025$（厘米）

4. **转子外径** $D_2=5.95$（厘米）

5. **转子内径** $D_{i2}=1.4$（厘米）

6. **定子槽数** $Q_1=24$

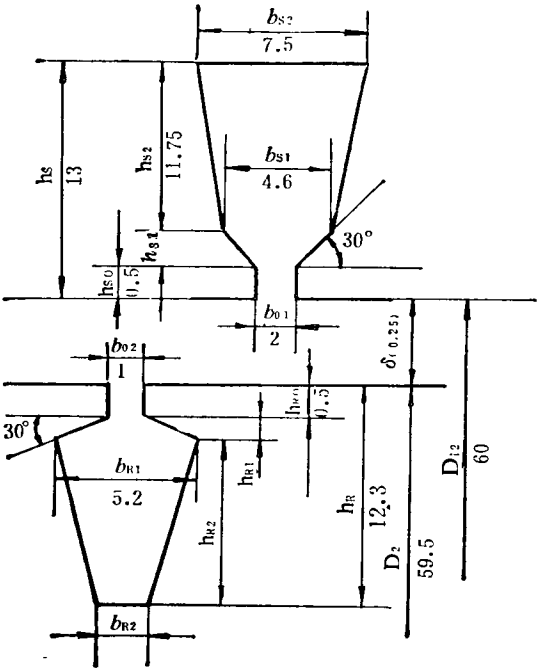


图 12-1　定、转子铁心冲片尺寸

7．转子槽数　$Q_2 = 18$

8．定、转子铁心长度　$L_1 = L_2 = 3.4$（厘米）

9．极距　$\tau = \dfrac{\pi D_{i1}}{2p} = \dfrac{\pi \times 6}{4} = 4.71$（厘米）

10．定子齿距　$t_1 = \dfrac{\pi D_{i1}}{Q_1} = \dfrac{\pi \times 6}{24} = 0.785$（厘米）

11. **转子齿距** $t_2=\frac{\pi D_2}{Q_2}=\frac{\pi\times 5.95}{18}=1.039$（厘米）

12. **定子齿宽**（见图 12-1）

$$h_{s1}=\frac{b_{s1}-b_{o1}}{2}\operatorname{tg}30^\circ=\frac{4.6-2}{2}\operatorname{tg}30^\circ=0.75\ \text{（毫米）}$$

$$b'_{T1}=\frac{\pi[D_{i1}+2(h_{s0}+h_{s1})]}{Q_1}-b_{s1}$$

$$=\frac{\pi[6+2(0.5+0.075)]}{24}-0.46=0.357\text{(厘米)}$$

$$b''_{T1}=\frac{\pi(D_{i1}+2h_s)}{Q_1}-b_{s2}$$

$$=\frac{\pi(6+2\times 1.3)}{24}-0.75=0.375\ \text{（厘米）}$$

$$b_{T1}=\frac{b'_{T1}+b''_T}{2}=\frac{0.357+0.375}{2}=0.366\text{(厘米)}$$

13. **转子齿宽**（见图 12-1）

$$h_{R1}=\frac{b_{R1}-b_{o2}}{2}\operatorname{tg}30^\circ=\frac{5.2-1}{2}\operatorname{tg}30^\circ=1.2\text{(毫米)}$$

$$b'_{T2}=\frac{\pi[D_2-2(h_{R0}+h_{R1})}{Q_2}-b_{R1}$$

$$=\frac{\pi[5.95-2(0.05+0.12)]}{18}-0.52=0.458\text{(厘米)}$$

$$b''_{T2}=\frac{\pi(D_2-2h_R)}{Q_2}-b_{R2}$$

$$= \frac{\pi(5.95-2\times 13)}{18} - 0.15 = 0.46(\text{厘米})$$

$$b_{T2} = \frac{b'_{T2}+b''_{T2}}{2} = \frac{0.458+0.46}{2} = 0.459\ (\text{厘米})$$

14. 定子齿磁路计算长度

$$h'_{T1} = h_{s1} + h_{s2} = 0.075 + 1.175 = 1.25\ (\text{厘米})$$

15. 转子齿磁路计算长度

$$h'_{T2} = h_{R1} + h_{R2} = 0.12 + 1.06 = 1.18\ (\text{厘米})$$

16. 定子轭磁路计算高度

$$h'_{C1} = \frac{D_1 - D_{i1}}{2} - h_S = \frac{10.2-6}{2} - 1.3 = 0.8(\text{厘米})$$

17. 转子轭磁路计算高度

$$h'_{C2} = \frac{D_2 - D_{i2}}{2} - h_R + \frac{1}{4}D_{i2}$$

$$= \frac{5.95-1.4}{2} - 1.23 + \frac{1}{4}\times 1.4 = 1.395(\text{厘米})$$

18. 定子轭磁路计算长度

$$L'_{C1} = \frac{\pi(D_1 - h'_{C1})}{2\times 2p} = \frac{\pi(10.2-0.8)}{2\times 4} = 3.69(\text{厘米})$$

19. 转子轭磁路计算长度

$$L'_{C2} = \frac{\pi(D_{i2}+h'_{C2})}{2\times 2p} = \frac{\pi(1.4+1.395)}{2\times 4} = 1.1\ (\text{厘米})$$

20. 定子槽有效面积（见图 12-2 所示）

槽面积

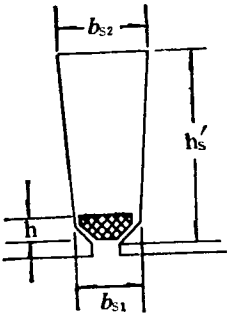


图 12-2　定子槽形

$$S_S' = \frac{b_{s1}+b_{s2}}{2}(h_S' - h)$$

$$= \frac{4.6+7.5}{2}(12.5-2.5)$$

$$= 60.5\ (\text{毫米}^2)$$

取槽楔厚度$h = 2.5$（毫米）

槽绝缘占的面积

$$S_i = C_i(b_{s2} + 2h_s)$$

$$= 0.25(7.5 + 2\times 12.5)$$

$$= 8.13(\text{毫米}^2)$$

本例采用厚 $C_i = 0.25$ 毫米的槽绝缘。

槽有效面积

$$S_s = S_S' - S_i = 60.5 - 8.13 = 52.37(\text{毫米}^2)$$

21. 转子槽面积

$$S_b = \frac{(b_{R1}+b_{R2})}{2}h_{R2} + \frac{b_{R1}+b_{O2}}{2}h_{R1}$$

$$= \frac{5.2+1.5}{2}\times 10.6 + \frac{5.2+1}{2}\times 1.2$$

$$= 39.22(\text{毫米}^2)$$

22. 转子斜槽宽度　$b_{SK} = 0.8$（厘米）

23. 转子端环面积（见图 12-3 所示）

$$S_R = \frac{b_1+b_2}{2}a_1 = \frac{14+12.6}{2}\times 5 = 66.5(\text{毫米}^2)$$

24. 转子端环平均直径

$$D_R = D_{R_0} - b_1 = 57.8 - 14 = 43.8(\text{毫米})$$

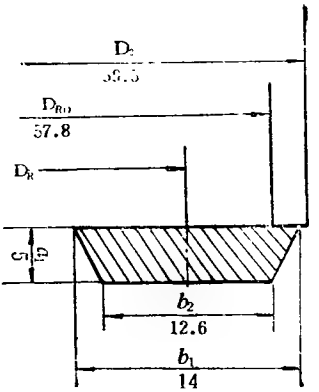


图 12-3　端环结构尺寸

25. 气隙系数

$$\text{定子}\quad K_{\delta 1}=\frac{t_1(4.4\delta+0.75b_{o1})}{t_1(4.4\delta+0.75b_{o1})-b_{\delta 1}^2}$$

$$=\frac{7.85(4.4\times0.25+0.75\times2)}{7.85(4.4\times0.25+0.75\times2)-2^2}$$

$$=1.243$$

$$\text{转子}\quad K_{\delta 2}=\frac{t_2(4.4\delta+0.75b_{o2})}{t_2(4.4\delta+0.75b_{o2})-b_{\delta 2}^2}$$

$$=\frac{10.39(4.4\times0.25+0.75\times1)}{10.39(4.4\times0.25+0.75\times1)-1^2}$$

$$=1.055$$

$$K_\delta=K_{\delta 1}\cdot K_{\delta 2}=1.243\times1.055=1.311$$

26. 硅钢片牌号　D_{21}

四、主相绕组计算

1．绕组型式　单层交叉式绕组

节距　$y_M=\begin{cases}1——6/2\\1——5/1\end{cases}$

平均节距　$y_{MCP}=\dfrac{2\times5+1\times4}{3}=4.67$

2．绕组系数　$K_{dpM}=Kd_1\cdot K_{p1}=0.911\times1=0.911$

分布系数　$K_{d1}=\dfrac{0.707}{q\sin\dfrac{45^\circ}{q}}=\dfrac{0.707}{3\times\sin\dfrac{45^\circ}{3}}=0.911$

$$q=\frac{Q_1}{2pm_1}=\frac{24}{2\times2\times2}=3$$

短距系数　$K_{p1}=1$

3．初选气隙磁通密度　$B'_\delta=5300$（高斯）

4．假设磁路饱和系数　$F'_T=1.15$

根据 F'_T 由附图1查曲线得到

$$\alpha'_\delta=0.675$$

$$k'_B=1.097$$

5．每极磁通初值

$$\phi'=\alpha'_\delta B'_\delta\tau L_1=0.675\times5300\times4.71\times3.4$$

$$=5.72\times10^4\text{（马）}$$

6．总串联有效导体数初值

$$Z'_{\phi M}K_{dpM}=\frac{K''_E U_1\times10^8}{k'_B\phi'}\times\frac{50}{f_1}$$

$$= \frac{0.81 \times 220 \times 10^5}{1.097 \times 5.72 \times 10^4} \times \frac{50}{50}$$

$$= 2830$$

式中，电势系数假设值 $K''_E = 0.81$

7．总串联导体数初值

$$Z'_{\phi M} = \frac{Z'_{\phi M} K_{dpM}}{K_{dpM}} = \frac{2830}{0.911} = 3110$$

8．主相绕组每槽导体数

$$N'_M = \frac{m_1 Z'_{\phi M}}{Q_1} = \frac{2 \times 3110}{24} = 259.2$$

取整数 $N_M = 260$

9．主相绕组总串联导体数

$$Z_{\phi M} = \frac{Q_1 \cdot N_M}{m_1} = \frac{24 \times 260}{2} = 3120$$

10．主相绕组电流初步估计值

$$I'_M = \frac{P_2}{\sqrt{2} U_1 \eta' \cos\varphi'} = \frac{80}{\sqrt{2} \times 220 \times 0.6 \times 0.9}$$

$$= 0.476(\text{安})$$

11．主相绕组线规（选用 QZ 高强度漆包线）

初选主相绕组电流密度 $\Delta'_M = 5.5$(安/毫米^2)

导线截面积初值 $S'_M = \frac{I'_M}{\Delta'_M} = \frac{0.476}{5.5} 0.0865$(毫米^2)

选用线规直径 $d_M / d'_M = \phi 0.33 / \phi 0.38$(毫米)

导线截面积 $S_M = 0.08553$ 毫米^2

12. **槽满率** $S_{fM}=\dfrac{N_M d_M'^2}{S_s}=\dfrac{260\times 0.38^2}{52.37}=71.7\%$

13. **槽内线圈处的平均直径**

$$D_e=D_{i1}+h_s+h_{s0}+h_{s1}$$

$$=6+1.3+0.05+0.075=7.425(\text{厘米})$$

14. **主相绕组线圈的平均半匝长**

$$L_{MCP}=L_1+2L_d+K_s\frac{\pi D_e}{Q_1}y_{MCP}$$

$$=3.4+2\times 1+1.2\frac{\pi\times 7.425}{24}\times 4.67$$

$$=10.9(\text{厘米})$$

式中 L_d——线圈直线部分伸出铁心长，取 10 毫米；

K_S——经验系数，4 极电机取 1.2。

五、主相绕组的参数计算

1. **主相绕组的电阻**(75℃时)

$$r_{M1}=\frac{\rho_{cu75}\cdot L_{MCP}Z_{\phi M}}{S_M}\times 10^{-4}$$

$$=\frac{2.14\times 10.9\times 3120}{0.08553}\times 10^{-4}=85\ (\text{欧})$$

2. **折算到定子后的转子电阻**(75℃时)

$$r'_{M2}=8.5\left(\frac{Z_{\phi M}K_{dpM}}{1000}\right)^2\times 10^2\left[\frac{\sqrt{L_2^2+b_{SK}^2}}{S_b\cdot Q_2}+\frac{0.637D_R}{S_R\cdot(2p)^2}\right]$$

$$=8.5\left(\frac{3120\times 0.911}{1000}\right)^2\times 10^2\left[\frac{\sqrt{3.4^2+0.8^2}}{39.22\times 18}\right.$$

$$+\frac{0.637\times4.38}{66.5\times4^2}\Big]=52\ (欧)$$

3．定子槽单位漏磁导

$$\lambda_{s1}=\lambda_{U1}+\lambda_{L1}=0.477+0.81=1.287$$

式中 $\lambda_{U1}=\dfrac{h_{s0}}{b_{o1}}+\dfrac{2h_{s1}}{b_{o1}+b_{s1}}=\dfrac{0.5}{2}+\dfrac{2\times0.75}{2+4.6}=0.477$

根据$\dfrac{h_{s2}}{b_{s2}}=\dfrac{11.75}{7.5}=1.567$，$\dfrac{b_{s1}}{b_{s2}}=\dfrac{4.6}{7.5}=0.613$查附图2得$\lambda_{L1}=0.81$

4．定子谐波单位漏磁导

$$\lambda_{d1}=\frac{t_2-b_{o1}-b_{o2}}{11.9\delta K_\delta}=\frac{1.039-0.2-0.1}{11.9\times0.025\times1.311}=1.9$$

5．定子端部单位漏磁导

$$\lambda_{e1}=\frac{0.25D_eK_s}{2p\cdot L_1}y_{M\Phi}=\frac{0.25\times7.425\times1.2}{4\times3.4}\times4.67$$

$$=0.765$$

6．系数

$$K_x=\pi\left(\frac{2f_1}{100}\right)\left(\frac{Z_{\phi M}K_{dpM}}{1000}\right)^2$$

$$=\pi\left(\frac{2\times50}{100}\right)\left(\frac{3120\times0.911}{1000}\right)^2=25.4$$

7．定子主相绕组漏抗

$$x_{M1}=K_x\frac{2.51L_1}{Q_1}(\lambda_{s1}+\lambda_{d1}+\lambda_{e1})$$

$$=25.4\times\frac{2.51\times3.4}{24}(1.287+1.9+0.765)$$

$$=35.7(\text{欧})$$

8. 转子槽单位漏磁导

$$\lambda_{S2}=\lambda_{U2}+\lambda_{L2}-0.5+1.104=1.604$$

式中 $\lambda_{U2}=\frac{h_{R2}}{b_{O2}}=\frac{0.5}{1}=0.5$

根据$\frac{h_{R2}}{b_{R2}}=\frac{10.6}{1.5}=7.06$，$\frac{b_{R1}}{b_{R2}}=\frac{5.2}{1.5}=3.47$查

附图2得知：当 $\frac{b_{R1}}{b_{R2}}=3.47$时，若$\frac{h_{R2}}{b_{R2}}=2$，则$\lambda'_L=0.16$，

若$\frac{h_{R2}}{b_{R2}}=3$，则$\lambda''_L=0.27$。当$\frac{h_{R2}}{b_{R2}}=7.06$时，利用插入法得

$$\lambda_L=\lambda'_L+\frac{\lambda''_L-\lambda'_L}{3-2}(7.06-2)$$

$$=0.16+\frac{0.27-0.16}{1}(7.06-2)$$

$$=0.16+0.557=0.717$$

则有

$$\lambda_{L2}=\frac{2h_{R1}}{b_{O2}+b_{R1}}+\lambda_L=\frac{2\times1.2}{1+5.2}+0.717=1.104$$

9. 转子谐波单位漏磁导

$$\lambda_{d2}=\frac{t_1-b_{O2}-b_{O1}}{11.9\delta K_\delta}=\frac{0.785-0.2-0.1}{11.9\times0.025\times1.311}$$

$=1.243$

10. 转子斜槽单位漏磁导

$$\lambda_{SK}=0.5\left(\frac{b_{SK}}{t_2}\right)^2\cdot\lambda d_2$$

$$=0.5\left(\frac{0.8}{1.039}\right)^2\times1.243=0.368$$

11. 转子端部单位漏磁导

$$\lambda_{e2}=0.25\frac{Q_2\cdot D_R}{L_2(2p)^2}=0.25\frac{18\times1.38}{3.4\times4^2}=0.362$$

12. 转子漏电抗

$$x'_{M2}=K_x\frac{2.51L_2}{Q_2}(\lambda_{S2}+\lambda_{d2}+\lambda_{SK}+\lambda_{e2})$$

$$=25.4\times\frac{2.51\times3.4}{18}(1.604+1.243+0.368+0.362)$$

$=43.1$(欧)

13. 总漏抗

$$x_{TM}=x_{M1}+x'_{M2}=35.7+43.1=78.8(\text{欧})$$

14. 总电阻

$$R_{TM}=r_{M1}+r'_{M2}=85+52=137\ (\text{欧})$$

15. 总阻抗

$$Z_{TM}=\sqrt{R_{TM}^2+x_{TM}^2}=\sqrt{137^2+78.8^2}=158.2(\text{欧})$$

16. 定子主绕组的漏阻抗

$$Z_{M1}=\sqrt{r_{M1}^2+x_{M1}^2}=\sqrt{85^2+35.7^2}=92.2(\text{欧})$$

六、磁路计算

1. 压降系数

$$K_E = \sqrt{1+\varepsilon_1^2 - 2\varepsilon_1(\varphi' - \psi_1)}$$

$$= \sqrt{1+0.2^2 - 2\times 0.2(26^0 - 22.8^0)} = 0.8$$

$$K'_E = \sqrt{1+\varepsilon_1'^2 - 2\varepsilon_1' \cos\varphi'}$$

$$= \sqrt{1+0.184^2 - 2\times 0.184\times \cos 26^0}$$

$$= 0.839$$

式中 $\varepsilon_1 = \dfrac{I'_M Z_{M1}}{U_1} = \dfrac{0.476\times 92.2}{220} = 0.2$

$$\varepsilon'_1 = \frac{I'_M r_{M1}}{U_1} = \frac{0.476\times 85}{220} = 0.184$$

$$\psi_1 = \mathrm{tg}^{-1}\frac{x_{M1}}{r_{M1}} = tg^{-1}\frac{35.7}{85} = 22.8^\circ$$

$$\varphi' = \cos^{-1}0.9 = 26^\circ$$

2. 漏磁系数

$$K_p = \frac{K_E}{K'_E} = \frac{0.8}{0.839} = 0.953$$

3. 假设齿部饱和系数 $F'_T = 1.15$

利用此饱和系数假设值 $F'_T = 1.15$ 查附图1得到：$\alpha_\delta = 0.675$，$k_B = 1.097$

4. 每极磁通

$$\Phi = \frac{K_E U_1 10^6}{k_B Z_{\Phi M} K_d p_M} \times \frac{50}{f_1}$$

$$= \frac{0.8\times220\times10^6}{1.097\times3120\times0.911}\times\frac{50}{50}$$

$$=5.64\times10^4(\text{马})$$

5．气隙磁密

$$B_\delta=\frac{\phi}{\alpha_\delta\tau l_1}=\frac{5.64\times10^4}{0.675\times4.71\times3.4}=5220(\text{高斯})$$

6．定子齿磁密

$$B_{T1}=\frac{B_\delta t_1}{K_{Fe}b_{T1}K_p}=\frac{5220\times0.785}{0.95\times0.366\times0.953}$$

$$=12390(\text{高斯})$$

本例铁心叠压系数 $K_{Fe}=0.95$

7．转子齿磁密

$$B_{T2}=\frac{B_\delta t_2}{K_{Fe}b_{T2}}=\frac{5220\times1.039}{0.95\times0.459}=12450(\text{高斯})$$

8．定子轭磁密

$$B_{C1}=\frac{\phi}{2K_{Fe}L_1h'_{c1}K_p}=\frac{5.64\times10^4}{2\times0.95\times3.4\times0.8\times0.953}$$

$$=11450(\text{高斯})$$

9．转子轭磁密

$$B_{C2}=\frac{\phi}{2K_{Fe}L_2h'_{c2}}=\frac{5.64\times10^4}{2\times0.95\times3.4\times1.395}$$

$$=6260(\text{高斯})$$

10．各部分磁路中每厘米长所需的磁势

根据 B_{T1}、B_{T2}、B_{C1}、B_{C2} 的值，分别查附表 7 得到 $at_{T1}=9.87$(安/厘米)，$at_{T2}=10.05$(安/厘米)

$at_{C1}=7.55$(安/厘米)，$at_{C2}=2.25$(安/厘米)

11. 气隙所需安匝数

$$F_\delta=0.8B_\delta K_\delta\delta=0.8\times5220\times1.311\times0.025=137\text{(安匝)}$$

12. 齿部所需安匝数

定子 $F_{T1}=at_{T1}\cdot h'_{T1}=9.87\times1.25=12.35$(安匝)

转子 $F_{T2}=at_{T2}\cdot h'_{T2}=10.05\times1.18=11.7$(安匝)

13. 轭部所需安匝数

定子 $F_{C1}=C_1at_{C1}L'_{C1}=0.5\times7.55\times3.69=13.9$(安匝)

转子 $F_{C2}=C_2at_{C2}L'_{C2}=0.625\times2.25\times1.1=1.55$(安匝)

由 $B_{C1}=11450$ 高斯、$B_{C2}=6260$ 高斯查附图5得 $C_1=0.5$、$C_2=0.625$。

14. 齿饱和系数

$$F_T=\frac{F_\delta+F_{T1}+F_{T2}}{F_\delta}=\frac{137+12.35+11.7}{137}$$

$$=1.175$$

F_T 与前面磁路计算中第3项的假设值 F'_T 相差 $\frac{F_T-F'_T}{F_T}=\frac{1.175-1.15}{1.175}=2\%$，

即 F_T 与 F'_T 基本相符，故不重算。

15. 总磁势安匝数

$$F=F_\delta+F_{T1}+F_{T2}+F_{C1}+F_{C2}$$

$$=137+12.35+11.7+13.9+1.55=176.5\text{(安匝)}$$

16. 满载磁化电流

$$I_{mM}=\frac{2pF}{0.9Z_{\Phi M}K_{dpM}}=\frac{2\times2\times176.5}{0.9\times3120\times0.911}$$

$$=0.276(\text{安})$$

17. 激磁电抗

$$x_{mM}=\frac{K_E U_1}{I_{mM}}=\frac{0.8\times 220}{0.276}=638(\text{欧})$$

七、铁耗

1. 定子齿重

$$G_{T1}=7.8Q_1 b_{T1}L_1 K_{Fe}\cdot 10^{-3}$$
$$=7.8\times 24\times 0.366\times 1.25\times 3.4\times 0.95\times 10^{-3}$$
$$=0.277(\text{公斤})$$

2. 定子轭重

$$G_{C1}=7.8\pi(D_1-h'_{C1})h'_{C1}L_1 K_{Fe}\times 10^{-3}$$
$$=7.8\times 3.14(10.2-0.8)\times 0.8\times 3.4\times 0.95\times 10^{-3}$$
$$=0.595(\text{公斤})$$

3. 转子齿重

$$G_{T2}=7.8Q_2 b_{T2}h'_{T2}L_2 K_{Fe}\cdot 10^{-3}$$
$$=7.8\times 18\times 0.459\times 1.18\times 3.4\times 0.95\times 10^{-3}$$
$$=0.246(\text{公斤})$$

4. 转子轭重

$$G_{C2}=7.8\pi(D_{i2}+h'_{C2})h'_{C2}L_2 K_{Fe}\cdot 10^{-3}$$
$$=7.8\times 3.14(1.4+1.395)\times 1.395\times 3.4\times 0.95\times 10^{-3}$$
$$=0.308(\text{公斤})$$

5. 单位铁耗

根据 $B_{T1}=12390$ 高斯、$B_{T2}=12450$ 高斯、$B_{C1}=11450$ 高斯、$B_{C2}=6260$ 高斯，查附表 9 得到

$p_{T1}=4.01$(瓦/公斤)，$p_{T2}=4.05$(瓦/公斤)

$p_{C1}=3.34$(瓦/公斤)，$p_{C2}=1.191$(瓦/公斤)

6．总铁耗

定子铁耗 $p_{Fe1}=2p_{T1}G_{T1}+1.7p_{C1}G_{C1}$

$=2\times4.01\times0.277+1.7\times3.34\times0.595$

$=5.6$(瓦)

转子铁耗 $p_{Fe2}=3p_{T2}G_{T2}+2.5p_{C2}G_{C2}$

$=3\times4.05\times0.246+2.5\times1.191\times0.308$

$=3.91$(瓦)

总铁耗 $p_{Fe}=p_{Fe1}+p_{Fe2}$

$=5.6+3.91=9.51$(瓦)

八、机械损耗

$$p_{\Omega}=K\left(\frac{6}{2p}\right)^2\left(\frac{D_2}{10}\right)^4$$

$$=6\times\left(\frac{6}{4}\right)^2\times\left(\frac{5.95}{10}\right)^4=1.69\text{(瓦)}$$

式中，对4极以上的电机，系数 $K=6$。

九、副相绕组的计算

1．系数

$$x_{\alpha}=x_{mM}+x'_{M2}=638+43.1=681.1$$

$$K_{\alpha}=\frac{x_{mM}}{x_{\alpha}}=\frac{638}{681.1}=0.936$$

$$M_1=0.5K_{\alpha}^2r'_{M2}=0.5\times0.936^2\times52=22.8$$

$$M_2 = \frac{r'_M 2}{x_\alpha} = \frac{52}{681.1} = 0.0763$$

$$M_3 = 0.5K_\alpha x_\alpha = 0.5 \times 0.936 \times \times 681.1 = 319$$

$$M_4 = 0.5K_\alpha x'_{M2} = 0.5 \times 0.936 \times 43.1 = 20.2$$

2．假设转差率

$$S = 1 - \frac{n}{n_1} = 1 - \frac{1350}{1500} = 0.07$$

3．正序视在电阻

$$R_f = \frac{\frac{M_1}{S}}{1 + \left(\frac{M_2}{S}\right)^2} = \frac{\frac{22.8}{0.07}}{1 + \left(\frac{0.0763}{0.07}\right)^2} = 149(\text{欧})$$

4．负序视在电阻

$$R_b = \frac{\frac{M_1}{2-S}}{1 + \left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2} = \frac{\frac{22.8}{2-0.07}}{1 + \left(\frac{0.0763}{2-0.07}\right)^2} = 11.8(\text{欧})$$

5．正序视在电抗

$$X_f = \frac{M_3\left(\frac{M_2}{S}\right)^2 + M_4}{1 + \left(\frac{M_2}{S}\right)^2} = \frac{319 \times \left(\frac{0.0763}{0.07}\right)^2 + 20.2}{1 + \left(\frac{0.0763}{0.07}\right)^2}$$

$$= 182.6(\text{欧})$$

6．负序视在电抗

$$X_b=\frac{M_3\left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2+M_4}{1+\left(\frac{M_2}{2-S}\right)^2}=\frac{319\times\left(\frac{0.0763}{2-0.07}\right)^2+20.2}{1+\left(\frac{0.0763}{2-0.07}\right)^2}$$

$=20.7$(欧)

7．等效总电阻

$$R_T=r_{M1}+R_f+R_b=85+149+11.8=245.8\text{(欧)}$$

8．等效总电抗

$$X_T=x_{M1}+X_f+X_b=35.7+182.6+20.7=239\text{(欧)}$$

9．副、主绕组有效匝数比

$$a=\frac{x_{M1}+2X_f}{r_{M1}+2R_f}=\frac{35.7+2\times182.6}{85+2\times149}=1.048$$

考虑到绕线工艺和生产管理中的方便，选用 $a=1$。

10．确定移相电容量 C

容抗 $x'_C=(a^2+1)(x_{M1}+2X_f)$

$=(1^2+1)(35.7+2\times182.6)=802$(欧)

电容量 $C'=\frac{10^6}{2\pi f_1 x'_C}=\frac{10^6}{2\pi\times50\times802}=3.97$(微法)

选用标准的规格化电容器，取 $C=4$ 微法（交流工作电压为 400 伏），则容抗为

$$x_C=\frac{10^6}{2\pi f_1 C}=\frac{10^6}{2\pi\times50\times4}=795\text{(欧)}$$

11. **选用副绕组型式　单层交叉式绕组**

节距　$y_A = \begin{cases} 1—6/2 \\ 1—5/1 \end{cases}$

平均节距　$y_{A(P)} = \dfrac{2\times 5+1\times 4}{3} = 4.67$

12. **绕组系数**

$$K_{dpA} = K_{dpM} = 0.911$$

13. **副相绕组总串联导体数**

$$Z_{\phi A} = a\frac{Z_{\phi M}K_{dpM}}{K_{dpA}} = Z_{\phi M} = 3120$$

14. **副相绕组每槽导体数**

$$N_A = aN_M = 260$$

15. **副相绕组的线规**

导线截面积　$S_A = \dfrac{S_M}{a} = S_M = 0.08553$(毫米^2)

副绕组线规　$d_A/d'_A = d_M/d'_M = \phi 0.33/\phi 0.38$(毫米)

选用 QZ 高强度漆包线。

16. **副相绕组的槽满率**

$$S_{fA} = \frac{N_A d'^2_A}{S} = \frac{260\times 0.38^2}{52.27} = 71.7\%$$

17. **副绕组平均半匝长度**

$$L_{A(P)} = L_1 + 2L_d + K_s\frac{\pi D_e}{Q_1}y_{A(P)}$$

$$= 3.4 + 2\times 1 + 1.2\frac{\pi\times 7.425}{24}\times 4.67$$

$= 10.9$(厘米)

18. 75℃时副相绕组的电阻

$$r_{A1} = \frac{\rho_{Cu75} \cdot L_{ACP} Z_{\phi A} \cdot 10^{-4}}{S_A}$$

$$= \frac{2.14 \times 10.9 \times 3120 \times 10^{-4}}{0.08553} = 85(\text{欧})$$

十、运行性能计算

1. 副相等效总电阻

$$R_{TA} = r_{A1} + r_C + a^2(R_f + R_b)$$

$$= 85 + 15 + 149 + 11.8 = 260.8(\text{欧})$$

2. 副相等效总电抗

$$X_{TA} = a^2 X_T - x_C = 239 - 795 = -556(\text{欧})$$

3. 系数

$$R_3 = (R_T \cdot R_{TA} - X_T \cdot X_{TA}) - a^2[(R_f - R_b)^2 - (X_f - X_b)^2]$$

$$= [245.8 \times 260.8 - 239(-556)] - [(149 - 11.8)^2 - (182.6 - 20.7)^2]$$

$$= 2.045 \times 10^5$$

$$X_3 = (R_T \cdot X_{TA} + X_T \cdot R_{TA}) - 2a^2(R_f - R_b)(X_f - X_b)$$

$$= [245.8(-556) + 239 \times 260.8] - 2(149 - 11.8)(182.6 - 20.7)$$

$$= -1.186 \times 10^5$$

$$R_4 = \frac{U_1 R_3}{R_3^2 + X_3^2} = \frac{220 \times 2.045 \times 10^5}{(2.045 \times 10^5)^2 + (1.186 \times 10^5)^2}$$

$$= 8.05 \times 10^{-4}$$

$$X_4 = R_4 \frac{X_3}{R_3} = 8.05\times10^{-4} \times \frac{-1.186\times10^5}{2.045\times10^5}$$

$$= -4.66\times10^{-4}$$

$$R_5 = R_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)] + X_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)]$$

$$= 8.05\times10^{-4}[260.8 - (182.6 - 20.7)]$$

$$+ (-4.66\times10^{-4})[(-556 + (149 - 11.8)]$$

$$= 0.275$$

$$X_5 = R_4[X_{TA} + a(R_f - R_b)] - X_4[R_{TA} - a(X_f - X_b)]$$

$$= 8.05\times10^{-4}[(-556) + (149 - 11.8)]$$

$$- (-4.66\times10^{-4})[260.8 - (182.6 - 20.7)]$$

$$= -0.291$$

$$R_6 = R_4[R_T + a(X_f - X_b)] + X_4[X_T - a(R_f - R_b)]$$

$$= 8.05\times10^{-4}[245.8 + (182.6 - 20.7)]$$

$$+ (-4.66\times10^{-4})[239 - (149 - 11.8)] = 0.281$$

$$X_6 = R_4[X_T - a(R_f - R_b)] - X_4[R_T + a(X_f - X_b)]$$

$$= 8.05\times10^{-4}[239 - (149 - 11.8)]$$

$$- (-4.66\times10^{-4})[245.8 + (182.6 - 20.7)]$$

$$= 0.2709$$

4. 主相绕组的电流

$$I_M = \sqrt{R_5^2 + X_5^2} = \sqrt{0.275^2 + 0.291^2} = 0.40(\text{安})$$

相位角 $\theta_M = \text{tg}^{-1}\frac{X_5}{R_5} = \text{tg}^{-1}\frac{-0.291}{0.275} = -46.6°$

5. 主相绕组的电流密度

$$\Delta_M = \frac{I_M}{S_M} = \frac{0.4}{0.08553} = 4.67(\text{安/毫米}^2)$$

6. 副相绕组的电流

$$I_A=\sqrt{R_6^2+X_6^2}=\sqrt{0.281^2+0.2709^2}=0.39(\text{安})$$

相位角 $\theta_A=\text{tg}^{-1}\frac{X_6}{R_6}=\text{tg}^{-1}\frac{0.2709}{0.281}=43.9°$

7. 副相绕组的电流密度

$$\Delta_A=\frac{I_A'}{S_A}=\frac{0.39}{0.08553}=4.56(\text{安/毫米}^2)$$

因为有效匝数比 $a=1$，由以上的计算结果得到：$\frac{I_M}{I_A}=\frac{0.4}{0.39}=1.025\approx1$，而且两相电流的相位差为 $(\theta_A-\theta_M)=43.9°-(-46.6°)=90.5°\approx90°$，说明主、副两相参数基本上满足产生圆形旋转磁场的条件，a 与 C 的选择是合理的。

8. 线电流

$$I_L=\sqrt{(R_5+R_6)^2+(X_5+X_6)^2}$$

$$=\sqrt{(0.275+0.281)^2+(-0.291+0.2709)^2}$$

$$=0.556(\text{安})$$

9. 输入功率

$$P_1=U_1(R_5+R_6)+p_{Fe1}$$

$$=220\times(0.275+0.281)+5.6=127.8(\text{瓦})$$

10. 输出功率

$$P_2=\{[I_M^2+(aI_A)^2](R_f-R_b)+2a(R_5X_6-X_5R_6)$$

$$(R_f+R_b)\}(1-S)-(p_\Omega+p_{Fe2})$$

$$=\{(0.4^2+0.39^2)(149-11.8)+2(0.275\times0.2709$$

$$+0.291\times0.281)(149+11.8)\}(1-0.07)$$

$$-(1.69+3.91)=80.9(\text{瓦})$$

11. **效率** $\eta=\dfrac{P_2}{P_1}=\dfrac{80.9}{127.8}=63.4\%$

12. **功率因数** $\cos\varphi=\dfrac{R_5+R_6}{I_L}=\dfrac{0.275+0.281}{0.556}=1.0$

13. **额定转速** $n_e=(1-S)\dfrac{60f_1}{p}=(1-0.07)\dfrac{60\times50}{2}$

$$=1395(\text{转/分})$$

14. **电容器电压** $U_C=I_Ax_C=0.39\times795=310(\text{伏})$

十一、起动特性计算($s=1$)

1. 系数

$$C_R=\frac{K_\alpha^2}{1+\left(\dfrac{r'_{M2}}{x_\alpha}\right)^2}=\frac{0.936^2}{1+\left(\dfrac{52}{681.1}\right)^2}=0.871$$

$$C_x=\frac{1+\dfrac{r'^2_{M2}}{X_{TM}\cdot x_\alpha}}{1+\left(\dfrac{r'_{M2}}{x_\alpha}\right)^2}=\frac{1+\dfrac{52^2}{78.8\times681.1}}{1+\left(\dfrac{52}{681.1}\right)^2}=1.05$$

2. 主绕组视在起动电阻

$R_{M(st)}=r_{M1}+C_Rr'_{M2}=85+0.871\times52=130.3(\text{欧})$

3. 不计磁路饱和效应时主绕组视在起动总漏抗

$X'_{M(st)}=C_xX_{TM}=1.05\times78.8=82.7(\text{欧})$

4. 不计磁路饱和效应时主绕组视在起动总阻抗

$$Z'_{M(st)} = \sqrt{R''^{2}_{M(st)} + X'^{2}_{M(st)}} = \sqrt{130.3^2 + 82.7^2}$$

$$= 154.5(\text{欧})$$

5．不计磁路饱和效应时主绕组的起动电流

$$I'_{M(st)} = \frac{U_1}{Z'_{M(st)}} = \frac{220}{154.5} = 1.422(\text{安})$$

6．计及磁路饱和效应时主绕组起动电流初始假设值

$$I''_{M(st)} = 1.02I'_{M(st)} = 1.02 \times 1.422 = 1.45(\text{安})$$

7．气隙中漏磁场的虚构磁密

$$AT_{(st)} = I''_{M(st)} N_M \times 0.707\left(1 + K^2_{dpM}\frac{Q_1}{Q_2}\right)$$

$$= 1.45 \times 260 \times 0.707\left(1 + 0.911^2 \times \frac{24}{18}\right)$$

$$= 562(\text{安匝})$$

$$\beta_C = 0.64 + 2.5\sqrt{\frac{\delta}{t_1 + t_2}}$$

$$= 0.64 + 2.5\sqrt{\frac{0.025}{0.785 + 1.039}}$$

$$= 0.932$$

$$B_L = \frac{AT_{(st)}}{1.6\delta\beta_C} = \frac{562}{1.6 \times 0.025 \times 0.932} = 1.51 \times 10^4(\text{高斯})$$

8．起动时漏磁路饱和引起漏抗变化的系数 K_Z 由 B_L 值查附图 7 得 $K_Z = 0.96$

9．齿顶漏磁路饱和引起定子齿顶宽度的减少

$$C_{s1} = (t_1 - b_{o1})(1 - K_Z)$$

$$= (0.785 - 0.2)(1 - 0.96) = 0.0234(\text{厘米})$$

10. 齿顶漏磁饱和引起转子齿顶宽度的减少

$$C_{s2} = (t_2 - b_{o2})(1 - K_2)$$

$$= (1.039 - 0.1)(1 - 0.96) = 0.0376(\text{厘米})$$

11. 起动时定子槽单位漏磁导

$$\Delta\lambda_{u1} = \frac{h_{s0} + 0.58h_{s1}}{b_{o1}} \cdot \frac{C_{s1}}{C_{s1} + 1.5b_{o1}}$$

$$= \frac{0.05 + 0.58 \times 0.075}{0.2} \times \frac{0.0234}{0.0234 + 1.5 \times 0.2}$$

$$= 0.0338$$

$$\lambda_{s1(st)} = (\lambda_{u1} - \Delta\lambda_{u1}) + \lambda_{L1}$$

$$= (0.477 - 0.0338) + 0.81 = 1.253$$

12. 起动时主绕组定子漏抗

$$x_{M1(st)} = \frac{\lambda_{s1(st)} + K_Z\lambda_{d1} + \lambda_{e1}}{\lambda_{s1} + \lambda_{d1} + \lambda_{e1}} x_{M1}$$

$$= \frac{1.253 + 0.96 \times 1.9 + 0.765}{1.287 + 1.9 + 0.765} \times 35.7$$

$$= 34.7(\text{欧})$$

13. 起动时转子槽单位漏磁导

$$\Delta\lambda_{u2} = \frac{h_{R0}}{b_{o2}}\left(\frac{C_{s2}}{C_{s2} + b_{o2}}\right)$$

$$= \frac{0.05}{0.1} \times \frac{0.0376}{0.0376 + 0.1} = 0.1367$$

$$\lambda_{s2(st)} = (\lambda_{u2} - \Delta\lambda_{u2}) + \lambda_{L2}$$

$$= (0.5 - 0.1367) + 1.104 = 1.4673$$

14. 起动时主绕组转子漏抗

$$x'_{M2(st)} = \frac{\lambda_{s2(st)} + K_2(\lambda_{d_2} + \lambda_{sK}) + \lambda_{e_2}}{\lambda_{s2} + \lambda_{d_2} + \lambda_{sK} + \lambda_{e_2}} x'_{M2}$$

$$= \frac{1.4673 + 0.96(1.243 + 0.368) + 0.362}{1.604 + 1.243 + 0.368 + 0.362} \times 43.1$$

$$= 40.7(\text{欧})$$

15. 主绕组起动漏抗

$$x_{TM(st)} = x_{M1(st)} + x'_{M2(st)}$$

$$= 34.7 + 40.7 = 75.4(\text{欧})$$

16. 主绕组视在起动总漏抗

$$x_{M(st)} = C_x x_{TM(st)} = 1.05 \times 75.4 = 79.1(\text{欧})$$

17. 主绕组视在起动总阻抗

$$Z_{M(st)} = \sqrt{R^2_{M(st)} + x^2_{M(st)}}$$

$$= \sqrt{130.3^2 + 79.1^2} = 152.5(\text{欧})$$

18. 主绕组起动电流

$$I_{M(st)} = \frac{U_1}{Z_{M(st)}} = \frac{220}{152.5} = 1.442(\text{安})$$

$I_{M(st)}$与假设值$I''_{M(st)}$基本符合，不需重算。

19. 主绕组起动电流密度

$$\Delta_{M(st)} = \frac{I_{M(st)}}{S_M} = \frac{1.442}{0.08553} = 16.85(\text{安/毫米}^2)$$

20. 副绕组视在起动总电阻

$$R_{A(st)} = r_{A1} + a^2 C_R r'_{M2} + R_C$$

$$= 85 + 0.871 \times 52 + 15 = 145.3(\text{欧})$$

21. 副绕组视在起动总漏抗

$$X_{A(st)} = a^2 X_{M(st)} - x_C$$

$$= 79.1 - 795 = -715.9(\text{欧})$$

22. 副绕组视在起动总阻抗

$$Z_{A(st)} = \sqrt{R^2_{A(st)} + X^2_{A(st)}}$$

$$= \sqrt{145.3^2 + 715.9^2} = 731(\text{欧})$$

23. 副绕组起动电流

$$I_{A(st)} = \frac{U_1}{Z_{A(st)}} = \frac{220}{731} = 0.301(\text{安})$$

24. 副绕组起动电流密度

$$\Delta_{A(st)} = \frac{I_{A(st)}}{S_A} = \frac{0.301}{0.08553} = 3.52(\text{安/毫米}^2)$$

25. 主绕组起动电流相位角

$$\theta_{M(st)} = \text{tg}^{-1}\frac{X_{M(st)}}{R_{M(st)}} = \text{tg}^{-1}\frac{79.1}{130.3} = 31.2^\circ$$

26. 副绕组起动电流相位角

$$\theta_{A(st)} = \text{tg}^{-1}\frac{X_{A(st)}}{R_{A(st)}} = \text{tg}^{-1}\frac{(-715.9)}{145.3} = -78.5^\circ$$

27. 起动转矩倍数

$$T_{st} = \frac{1.87 C_R r'_{M2} a I_{M(st)} I_{A(st)} \sin[\theta_{M(st)} - \theta_{A(st)}]}{P_2}$$

$$= \frac{1.87 \times 0.871 \times 52 \times 1.442 \times 0.301 \sin(31.2^\circ + 78.5^\circ)}{80}$$

$=0.435$(倍)

28. 起动线电流

$$I_{st}=\frac{I_{Mst}\sqrt{[R_{M(st)}+R_{A(st)}]^2+[X_{M(st)}+X_{A(st)}]^2}}{Z_{A(st)}}$$

$$=\frac{1.442\sqrt{(130.3+145.3)^2+(79.1-715.9)^2}}{731}$$

$=1.37$(安)

29. 起动时电容器电压

$$U_{c(st)}=I_{A(st)}\cdot x_c=0.301\times 795=239\text{(伏)}$$

十二、最大转矩计算

1. 最大转矩对应的转差率 S_m

由五中 2、13 项算出的 r'_{M2}、x_{TM}，计算比值

$$\frac{r'_{M2}}{x_{TM}}=\frac{52}{78.8}=0.66$$

由该比值查附图 6 得到 $S_m=0.206$

2. 正序视在电阻

$$R_{f(max)}=\frac{\frac{M_1}{S_m}}{1+\left(\frac{M_2}{S_m}\right)^2}=\frac{\frac{22.8}{0.206}}{1+\left(\frac{0.0763}{0.206}\right)^2}=97.4\text{(欧)}$$

3. 负序视在电阻

$$R_{b(max)}=\frac{\frac{M_1}{2-S_m}}{1+\left(\frac{M_2}{2-S_m}\right)^2}=\frac{\frac{22.8}{2-0.206}}{1+\left(\frac{0.0763}{2-0.206}\right)^2}$$

$=12.7$(欧)

4．正序视在电抗

$$X_{f(\max)}=\frac{M_3\left(\frac{M_2}{S_m}\right)^2+M_4}{1+\left(\frac{M_2}{S_m}\right)^2}$$

$$=\frac{319\left(\frac{0.0763}{0.206}\right)^2+20.2}{1+\left(\frac{0.0763}{0.206}\right)^2}=56.3\text{(欧)}$$

5．负序视在电抗

$$X_{b(\max)}=\frac{M_3\left(\frac{M_2}{2-S_m}\right)^2+M_4}{1+\left(\frac{M_2}{2-S_m}\right)^2}$$

$$=\frac{319\left(\frac{0.0763}{2-0.206}\right)^2+20.2}{1+\left(\frac{0.0763}{2-0.206}\right)^2}=20.8\text{(欧)}$$

6．等效总电阻

$$R_{T(\max)}=r_{M1}+R_{f(\max)}+R_{b(\max)}$$

$$=85+97.4+12.7=195.1\text{(欧)}$$

7．等效总电抗

$$X_{T(\max)}=x_{M1}+X_{f(\max)}+X_{b(\max)}$$

$$=35.7+56.3+20.8=112.8\text{(欧)}$$

8．副相等效总电阻

$$R_{TA(\max)} = r_{A1} + R_c + a^2[R_{f(\max)} + R_{b(\max)}]$$
$$= 85 + 15 + (97.4 + 12.7) = 210.1(\text{欧})$$

9. 副相等效总电抗

$$X_{TA(\max)} = a^2 X_{T(\max)} - x_c$$
$$= 112.8 - 795 = -682.2(\text{欧})$$

10. 系数

$$R_{3(\max)} = [R_{T(\max)} \cdot R_{TA(\max)} - X_{T(\max)} \cdot X_{TA(\max)}]$$
$$- a^2\{[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}]^2 - [X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]^2\}$$
$$= [195.1 \times 210.1 - 112.8 \times (-682.2)]$$
$$- [(97.4 - 12.7)^2 - (56.3 - 20.8)^2]$$
$$= 11.2 \times 10^4$$

$$X_{3(\max)} = [R_{T(\max)} \cdot X_{TA(\max)} + X_{T(\max)} R_{TA(\max)}]$$
$$- 2a^2[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}][X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]$$
$$= [195.1 \times (-682.2) + 112.8 \times 210.1]$$
$$- 2(97.4 - 12.7)(56.3 - 20.8)$$
$$= -11.54 \times 10^4$$

$$R_{4(\max)} = \frac{U_1 R_{3(\max)}}{R_{3(\max)}^2 + X_{3(\max)}^2}$$
$$= \frac{220 \times 11.2 \times 10^4}{(11.2^2 + 11.54^2) \times 10^8} = 9.52 \times 10^{-4}$$

$$X_{4(\max)} = R_{4(\max)} \frac{X_{3(\max)}}{R_{3(\max)}}$$
$$= 9.52 \times 10^{-4} \times \frac{-11.54 \times 10^4}{11.2 \times 10^4}$$
$$= -9.81 \times 10^{-4}$$

$$R_{5(\max)} = R_{4(\max)}\{R_{TA(\max)} - a[X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]\}$$
$$+ X_{4(\max)}\{X_{TA(\max)} + a[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}]\}$$
$$= 9.52\times10^{-4}[210.1 - (56.3 - 20.8)]$$
$$+ (-9.81\times10^{-4})[-682.2 + (97.4 - 12.7)]$$
$$= 0.7522$$

$$X_{5(\max)} = R_{4(\max)}\{X_{TA(\max)} + a[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}]\}$$
$$- X_{4(\max)}\{R_{TA(\max)} - a[X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]\}$$
$$= 9.52\times10^{-4}[-682.2 + (97.4 - 12.7)]$$
$$- (-9.81\times10^{-4})[210.1 - (56.3 - 20.8)]$$
$$= -0.3978$$

$$R_{6(\max)} = R_{4(\max)}\{R_{T(\max)} + a[X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]\}$$
$$+ X_{4(\max)}\{X_{T(\max)} - a[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}]\}$$
$$= 9.52\times10^{-4}[195.1 + (56.3 - 20.8)]$$
$$+ (-9.81\times10^{-4})[112.8 - (97.4 - 12.7)]$$
$$= 0.192$$

$$X_{6(\max)} = R_{4(\max)}\{X_{T(\max)} - a[R_{f(\max)} - R_{b(\max)}]\}$$
$$- X_{4(\max)}\{R_{T(\max)} + a[X_{f(\max)} - X_{b(\max)}]\}$$
$$= 9.52\times10^{-4}[112.8 - (97.4 - 12.7)]$$
$$- (-9.81\times10^{-4})[195.1 + (56.3 - 20.8)]$$
$$= 0.2527$$

11. 最大转矩时的主相电流

$$I_{M(\max)} = \sqrt{R_{5(\max)}^2 + x_{5(\max)}^2}$$
$$= \sqrt{0.7522^2 + 0.3978^2} = 0.851(\text{安})$$

12. 最大转矩时的副相电流

$$I_{A(\max)} = \sqrt{R_{6(\max)}^2 + X_{6(\max)}^2}$$

$$= \sqrt{0.192^2 + 0.2527^2} = 0.317(\text{安})$$

13. 最大转矩时的功率

$$P_{2(\max)} = \{[I_{M(\max)}^2 + a^2 I_{A(\max)}^2][R_{f(\max)} - R_{b(\max)}] + 2a[R_{5(\max)} \cdot X_{6(\max)} - X_{5(\max)} \cdot R_{6(\max)}] \times [R_{f(\max)} + R_{b(\max)}]\}(1 - S_m) - p_{fw} - p_{Fe2}$$

$$= [(0.851^2 + 0.317^2)(97.4 - 12.7) + 2(0.7522 \times 0.2527 + 0.3978 \times 0.192)(97.4 + 12.7)](1 - 0.206) - 1.69 - 3.91$$

$$= 96.4(\text{瓦})$$

14. 最大转矩倍数

$$T_M = \frac{(1-S)P_{2(\max)}}{(1-S_m)P_2} = \frac{(1-0.07) \times 96.4}{(1-0.206) \times 80}$$

$$= 1.41(\text{倍})$$

十三、有效材料

1. 每台电机主相绕组导线重

$$G_{Cu(M)} = C \cdot L_{M(P)} \cdot S_M Z_{\phi M} \cdot r \cdot 10^{-5}$$

$$= 1.05 \times 10.9 \times 0.08553 \times 3120 \times 8.9 \times 10^{-5}$$

$$= 0.272(\text{公斤})$$

式中 C——考虑导线绝缘和引线重量的修正系数，对漆包圆铜线取 1.05，对漆包圆铝线取 1.1；

r——导线的比重(克/厘米^3)，铜为 8.9，铝为 2.7。

2. 每台电机副绕组导线重

因为主、副绕组完全相同，即

$$G_{Cu(A)} = G_{Cu(M)} = 0.272(\text{公斤})$$

3．每台电机定子绕组导线总重量

$$G_{Cu} = G_{Cu(M)} + G_{Cu(A)} = 0.272 + 0.272 = 0.544(\text{公斤})$$

4．每台电机硅钢片重量

$$G_{Fe} = K_{Fe}L_1(D+e)^2 \times 7.8 \times 10^{-3}$$
$$= 0.95 \times 3.4(10.2+0.5)^2 \times 7.8 \times 10^{-3}$$
$$= 2.88(\text{公斤})$$

式中 K_{Fe}——铁心压装系数，取 0.95；

e——冲剪余量，一般取 0.5～1(厘米)。

§12-2 单相异步电动机定子绕组重绕计算

单相异步电动机常见的故障为绕组短路、断线、线圈接地、工作绕组或起动绕组烧坏等情况。这些故障的修理比较容易。例如，当绕组烧毁时，只要仿照原有的绕组型式，选用相同的线规，绕制相同的匝数，重新嵌线修复就可以了。在实践中，如果遇到电动机铭牌上字迹不清或铭牌遗失，且没有原来的线圈，仅有一只空壳铁心时，就必须重新进行计算，才能把这台单相电动机修复。其计算方法介绍如下。

一、有铭牌电机的匝数估算

1．工作绕组

在单相异步电动机中，工作绕组是决定电动机运行性能的主要因素，工作绕组串联匝数 W_M 的计算公式为

$$W_M = \frac{K_E U_1 \cdot 10^8}{4.44 f \phi_1 K_{dpM}} \qquad (12\text{-}1)$$

式中 U_e 为额定电压，f 为电源频率，ϕ_1 为每极磁通，K_{dpM} 为工作绕组的基波绕组系数，K_E 为电势系数。

选取电势系数 K_E 在单相异步电动机中，通常电势系数 K_E 约在 0.75～0.92 范围内，功率大和极数少的电机 K_E 取较大值。例如 30 瓦的电机可取 $K_E \approx 0.8$，180 瓦的电机可取 $K_E \approx 0.9$。

选取气隙磁通密度 B_δ 在单相异步电动机中，一般 B_δ 用得较小。对 1 千瓦以下的单相异步电动机，当极数 $2p=2$ 时，B_δ 可取 3500～6000 高斯；$2p=4$ 时，B_δ 可取 5000～7500(高斯)。

选取极弧系数 α_δ 极弧系数 α_δ 指气隙中磁通密度平均值与最大值的比，一般在 0.66～0.73 的范围内，估算时可取 $\alpha_\delta = 0.67$。

计算电机的极距 τ $\tau = \frac{\pi D_{i1}}{2p}$，式中 D_{i1} 是定子铁心冲片的内径（厘米）。

计算每极磁通 ϕ_1 $\phi_1 = \alpha_\delta \tau L B_\delta$(马)，式中 L 为铁心长度（厘米）。

选取基波绕组系数 K_{dpM} 对单层整距分布绕组可取 $K_{dpM} \approx 0.95$，对正弦绕组可取 $K_{dpM} \approx 0.80$。

将上述的 K_E、ϕ_1、K_{dpM} 初选值代入式(12-1)，就可以计算出工作绕组匝数的初值 W_M。

选取工作绕组的电流 工作绕组的电流为 I_M，对于单相

电阻起动或电容起动的电动机，I_M 就等于铭牌规定的额定电流 I_e，对于电容运转电动机。可以选取 $I_M \approx \frac{I_e}{\sqrt{2}}$。

选取工作绕组的电流密度　工作绕组电流密度 Δ_M 的应用范围是6～8(安/毫米^2)。

选取工作绕组导线的线规　根据初选的 I_M、Δ_M，计算导线的截面积 $S_M = \frac{I_M}{\Delta_M}$ 毫米^2，由此 S_M 值查附表1，采用最接近的线规即可。

2．起动绕组

起动绕组匝数 W_A 的估算，因绕组型式与电动机类型的不同而异，一般分为下列几种情况予以选择。

对于采用正弦绕组的单相电阻起动异步电动机(即 *JZ*，*BO* 型)，可取 $W_A = (0.5 \sim 0.6)W_M$。起动绕组导线的截面积约为工作绕组导线截面的 $\frac{1}{3} \sim \frac{1}{4}$ 左右。

对于采用正弦绕组的电容起动电动机(如 *Jy*、*CO* 型)，可以取 $W_A = (0.5 \sim 0.7)W_M$。起动绕组导线的截面积 $S_A = (0.5 \sim 1)S_M$。当槽满率低时取较大值，这样，万一离心开关失灵，起动绕组不致过热烧毁。

对于采用正弦绕组的电容运转电动机(如 *JX*、*DO* 型)，可以取 $W_A = W_M$。起动绕组导线截面积等于或接近于工作绕组导线的截面积。

对于采用单层同心式绕组的分相电动机，起动绕组只占用 $\frac{1}{3}$ 定子槽数。起动绕组的匝数大致与工作绕组的匝数相同，但其截面积是工作绕组的一半或稍小些。

在工作绕组与起动绕组的线圈匝数确定之后，还应该对嵌放导体最多的槽核算一下槽满率，如果太松或太紧，需再作适当的调整。

例如，有一台电容起动的单相电动机，输出功率 $P_2=180$瓦，极数 $2p=4$，额定电压 $U_e=220$ 伏，定子铁心内径 $D_{i1}=7.1$ 厘米，铁心长度 $L=6.2$ 厘米，定子槽数 $Q_1=24$，转子槽数 $Q_2=22$。估算定子工作绕组匝数 W_M 的程序如下：

(1) 选取电势系数 $K_E=0.92$

(2) 选取气隙磁通密度 $B_\delta=7200$(高斯)

(3) 选取计算极弧系数 $\alpha_\delta=0.67$

(4) 计算极距 $$\tau=\frac{\pi D_{i1}}{2p}=\frac{\pi\times 7.1}{2\times 2}=5.58\text{(厘米)}$$

(5) 计算气隙磁通

$$\phi_1=\alpha_\delta\tau LB_\delta=0.67\times 5.58\times 6.2\times 7200=167000\text{(马)}$$

(6) 选用正弦绕组，取基波绕组系数 $K_{dpM}=0.78$

(7) 计算工作绕组串联匝数

$$W_M=\frac{K_E U_e\cdot 10^8}{4.44f\phi_1 K_{dpM}}$$

$$=\frac{0.92\times 220\times 10^8}{4.44\times 50\times 167000\times 0.78}=700\text{(匝)}$$

(8) 取 $W_A=0.6W_M$，求出起动绕组的串联匝数

$$W_A=0.6\times 700=420\text{(匝)}$$

二、无铭牌电机极数的确定

上面的计算是指有铭牌电机的重绕计算问题。当着修理的电机铭牌已经脱落时，为了进行重绕计算，首先应确定该电机的极数，然后才能进一步计算极距，磁通 ϕ_1，并安排绕组。

因为每极磁通为

$$\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l = \frac{2}{\pi} B_\delta \frac{\pi D_{i1}}{2p} l = \frac{B_\delta D_{i1} l}{p}$$

定子轭部磁通密度

$$B_{C1} = \frac{\phi_1}{2h_{C1} l K_C}$$

$$B_{C1} = \frac{B_\delta D_{i1} l}{2p h_{C1} l K_{Fe}}$$

则得出极对数为

$$p = \frac{B_\delta D_{i1}}{2h_{C1} K_{Fe} B_{C1}} \tag{12-3}$$

式中 D_{i1}——定子铁心的内径（厘米）；

h_{C1}——定子铁心轭高（厘米）；

K_{Fe}——铁心叠压系数；

B_{C1}——选取的定子轭部磁密（高斯）；

B_δ——选取的气隙磁密（高斯）。

在一般情况下，单相异步电动机的气隙磁通密度 B_δ 约在 6000 高斯左右，定子轭部磁通密度 B_{C1} 约在 13000 高

斯左右，铁心叠压系数约为 0.92。将这些数据代入上式，则

$$p \approx 0.25 \frac{D_{i1}}{h_{C1}} \tag{12-4}$$

从上面的估算过程可以看出，当采用不同的 B_δ 及 B_{C1} 值时，可获得不同的系数，如有的采用 $p = 0.28 \frac{D_{i1}}{h_{C1}}$。尽管系数略有差别，但计算的极数是相同的，因为极对数 p 只能取最接近的整数。

例如，测得一台无铭牌电机的数据如下：

定子铁心外径为 $D_1 = 120$ 毫米，内径为 $D_{i1} = 67$ 毫米，轭高为 $h_{C1} = 14.5$ 毫米，则有极对数 p 为

$$p = 0.25 \times \frac{67}{14.5} = 1.15 \approx 1$$

或

$$p = 0.28 \times \frac{67}{14.5} = 1.29 \approx 1$$

从而可确定该电机是 2 极的，即极对数 $p = 1$。

三、无铭牌电机电流的确定

当电动机的铭牌已经遗失时，额定电流不知道，在这种情况下，可以根据实测槽形的大小来计算导线截面积，方法如下：

(1) 正确测量出定子槽形尺寸，并算出槽面积 S 毫米^2；

(2) 根据经验公式，求出槽内导线总面积

$$S'_M = K \cdot S$$

式中 K 为填充系数，当绕组采用高强度漆包圆铜线时，$K = 0.42 \sim 0.45$。

(3) 求工作绕组每根导线的截面积

$$S_M = \frac{S'_M}{N} (\text{毫米}^2)$$

式中 N 是工作绕组槽内导体数。对单层同心式绕组 $N = W_C$。双层绕组 $N = 2W_C$，W_C 为每个线圈的匝数。对正弦绕组，N 为主相最大的线圈匝数。根据 S_M 值即可由线规表查取导线的规格。(此处 N 的确定，应利用式(12-1)先算出 W_M)。

(4) 确定辅助绕组，其方法与步骤见一、中第2项说明。

(5) 求工作绕组电流

$$I_M = S_M \Delta_M$$

电流密度 Δ_M 的范围为 6～8(安/毫米^2)

(6) 估算电机额定功率

对电容运转电动机

$$P_e = \sqrt{2} U_e I_M \eta \cos\varphi (\text{瓦})$$

对电阻起动与电容起动电动机

$$P_e = U_e I_M \eta \cos\varphi (\text{瓦})$$

式中 U_e 是额定电压 (伏)，I_M 是工作绕组电流 (安)，$\cos\varphi$ 是功率因数，η 是效率。$\cos\varphi$ 及 η 可参考表 1-4 选取。大容量选用较大值，小容量选用较小值。

四、调整

根据以上步骤获得的单相电动机数据只是一个近似的可行方案，电动机按这些参数修复后，它的起动特性和运行性能不一定完全满足用户或电机标准规定的要求，因此，对电机的定子绕组（特别是副绕组）数据往往还需作相应的调整。以下指出的各项调整办法可供参考。

1．对电阻分相式电动机，适当减小有效匝数比 a 和副绕组的线径，可以提高起动转距，但同时使起动电流也增大一些。

2．对单相电容电动机，适当增大有效匝数比 a 和移相电容量 C，或者仅增大匝比 a 或 C，起动转矩可以增大，但同时起动电流也增大。

3．如果电容器电压 U_C 太高，可以用增加匝比 a 或增加电容量 C 的办法使 U_C 下降些。U_C 与 C 间的变化关系大致如下：

$$\frac{U_C}{U_C'} \approx \sqrt{\frac{C'}{C}}$$

式中 C、C'——调整前、后的电容量；

U_C、U_C'——调整前、后的电容器电压。

例题：一台没有铭牌的单相异步电动机，欲修复为一台单相电容运转异步电动机。测出定子铁心的数据如下：定子铁心外径 $D_1 = 107$ 毫米，定子铁心内径 $D_{i1} = 68$ 毫米，铁心长度 $l = 40$ 毫米，定子槽数 $Q_1 = 24$，定子轭高 $h_{C1} = 8.5$ 毫米，定子槽面积 $S = 48$ 毫米^2，选用额定电压 $U_e = 220$ 伏，

= 50 赫。

(1) 计算电机的极数

$$p = 0.25\frac{D_{i1}}{h_{C1}} = 0.25\frac{68}{8.5} = 2$$

电动机为 4 极 ($2p$)。

(2) 每极磁通 ϕ_1

$$\phi = \alpha_\delta \tau B_\delta L = 0.67 \times \frac{\pi \times 6.8}{4} \times 6335 \times 4$$

$$= 90674\text{(马)}$$

(3) 工作绕组串联总匝数

确定用正弦绕组，工作绕组与起动绕组的有效匝数比为 $a = 1$。绕组系数 $K_{dpM} = K_{dpA} = 0.914$。压降系数 k_E 取 0.838。则有

$$W_M = W_A = \frac{k_E U_e \cdot 10^8}{4.44 f \phi_1 K_{dpM}}$$

$$= \frac{0.838 \times 220 \times 10^8}{4.44 \times 50 \times 90674 \times 0.914}$$

$$= 1004\text{(匝)}$$

(4) 工作绕组、起动绕组每极匝数及排列

$$\frac{W_M}{p} = \frac{W_A}{p} = \frac{1004}{4} = 251\text{(匝/极)}$$

每极匝数分成两个线圈，节距 y 等于 6 的大线圈匝数有 91 匝，节距 y 等于 4 的小线圈有 160 匝，二者之和等于每极匝数 251。

(5) 槽内导线占有的总面积

$$S'_M = K \cdot S = 0.42 \times 48 = 20.16(\text{毫米}^2)$$

(6) 导体截面积

$$S_M = \frac{S'_M}{N} = \frac{20.16}{160} = 0.126(\text{毫米}^2)$$

由线规表查取标准线规，取 $d_M = 0.38$(毫米)，截面积 $S_M = 0.11341$ (毫米^2)。对单相电容运转电动机，这里取 $a = 1$，$S_M = S_A$，$d_M = d_A$。

(7) 估算工作绕组电流

$$I_M = S_M \Delta_M = 0.11341 \times 7 = 0.794(\text{安})$$

式中选取 $\Delta_M = 7$(安/毫米^2)

(8) 估算电动机额定功率

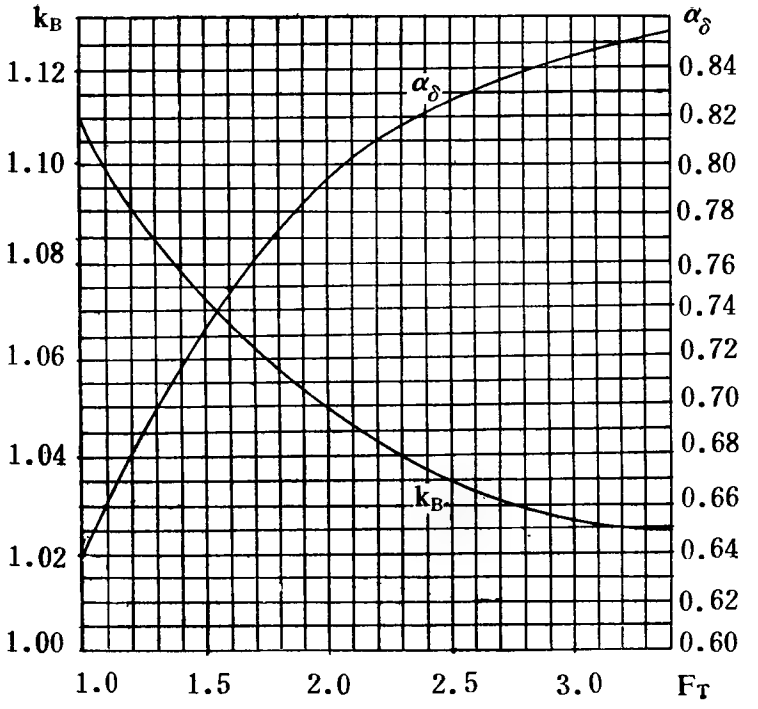
对于电容运转电动机，由表 1-4 查取 $\eta = 0.57$，$\cos\varphi = 0.85$，则

$$P_e = \sqrt{2} U_e I_M \eta \cos\varphi$$

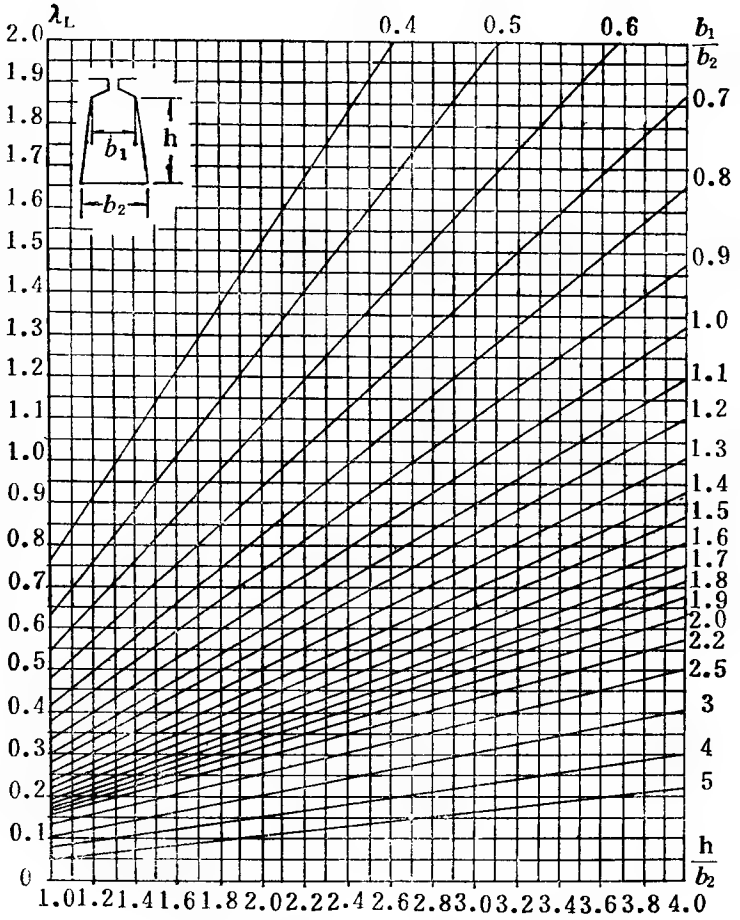
$$= \sqrt{2} \times 220 \times 0.794 \times 0.57 \times 0.85 = 119.6(\text{瓦})$$

说明该单相电容运转电动机的额定功率为 120 瓦。

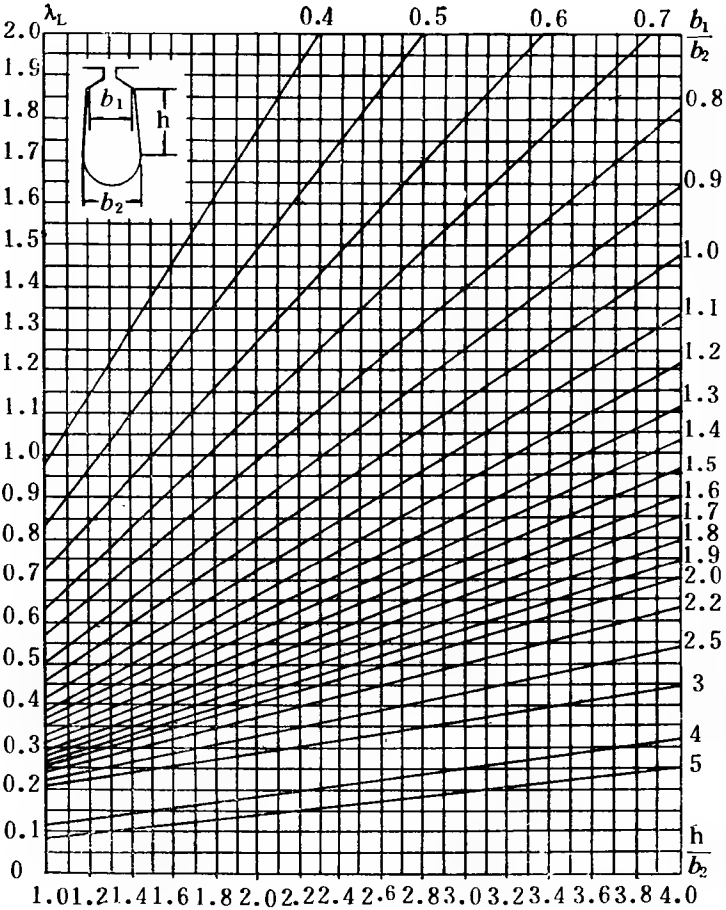
(9) 分相电容C的选择，由表 1-1 可以初选电容器的电容值为 6 微法。



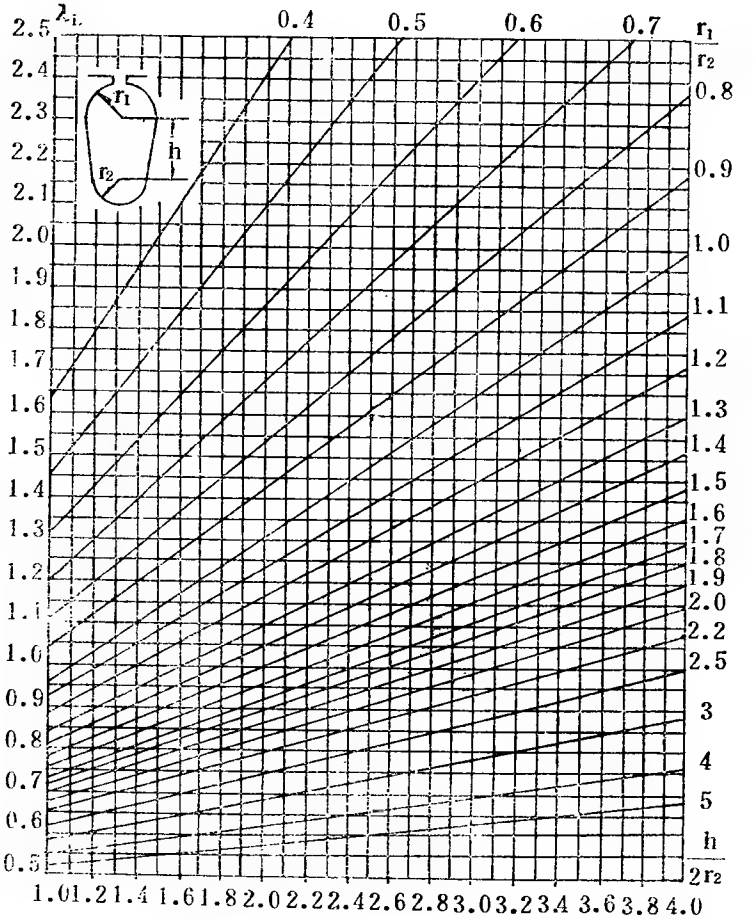
附图 1　极弧计算系数$\alpha_\delta = f(F_T)$　波形系数$k_B = f(F_T)$



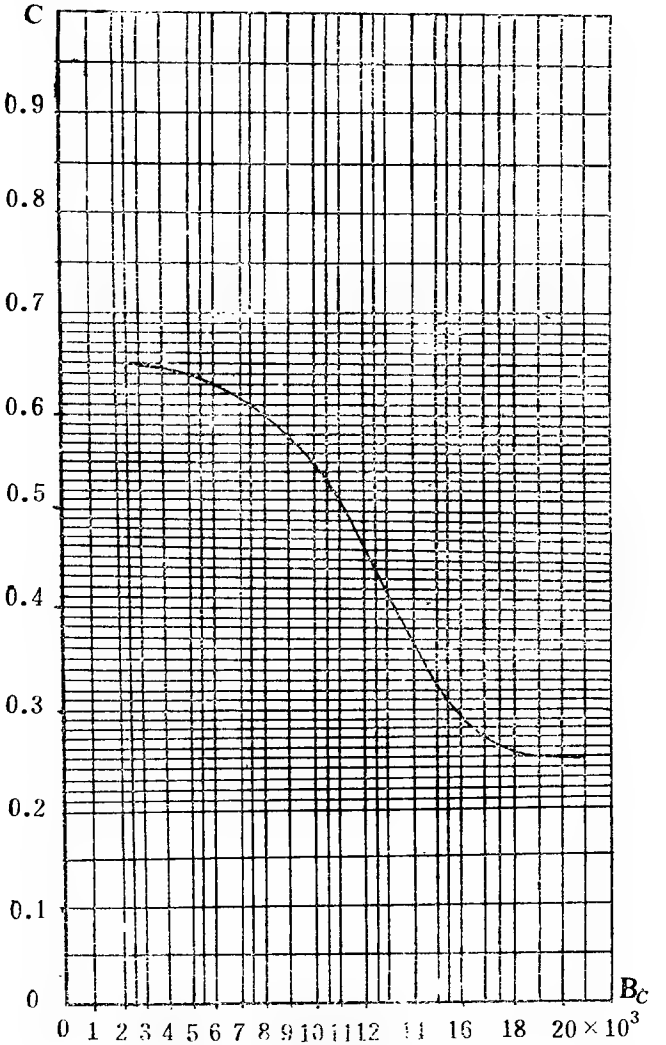
附图 2　平底槽下部单位漏磁导 λ_L



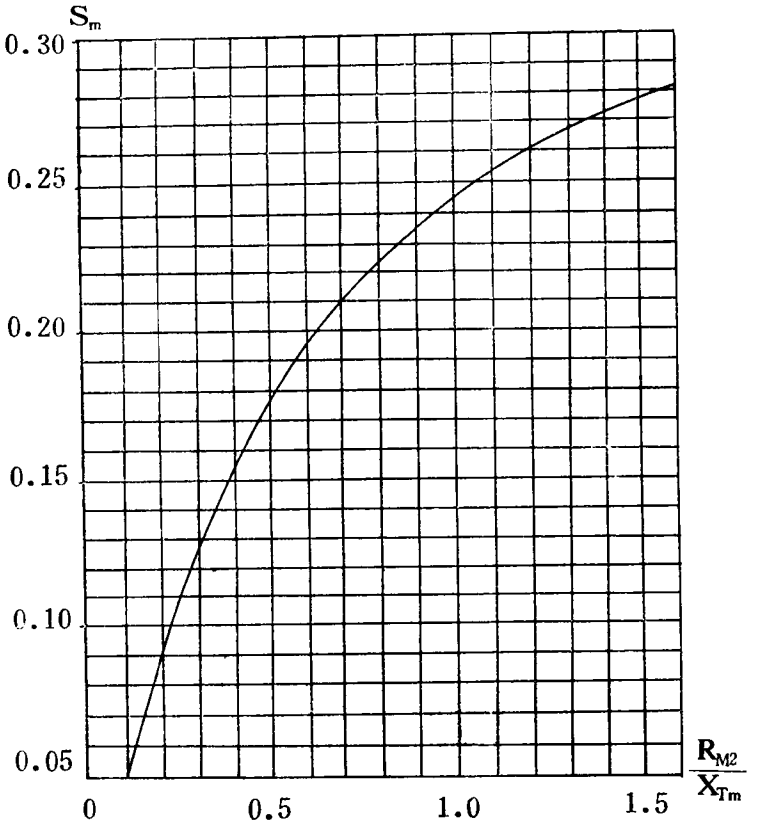
附图 3　圆底槽下部单位漏磁导 λ_L



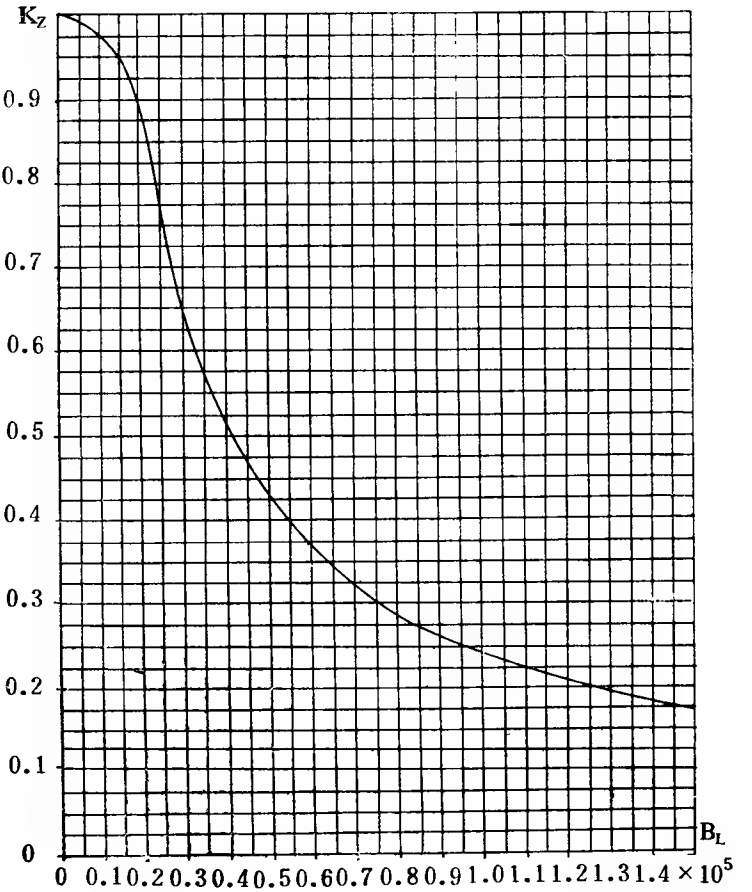
附图 4　梨形槽下部单位漏磁导 λ_L



附图 5　轭部磁路长度校正曲线



附图 6　最大转矩时转子转差率 $S_m = f\left(\frac{r_{M2}}{x_{Tm}}\right)$



附图 7　起动时漏抗饱和系数 K_Z

附表 1　漆包圆铜线常用数据表

裸导线直径 mm	允许公差 mm	导线截面 mm²	漆包线最大外径		直流电阻计算值 Ω/Km
			油基性	高强度	
0.02	±0.002	0.000314		0.035	55587
0.025		0.000491		0.04	35574
0.03	±0.003	0.00071		0.045	24704
0.04		0.001257		0.055	13920
0.05		0.00196	0.065	0.065	8949
0.06		0.00283	0.075	0.09	6168
0.07		0.00385	0.085	0.10	4556
0.08		0.00503	0.095	0.11	3487
0.09		0.00636	0.105	0.12	2758
0.10	±0.005	0.00785	0.12	0.13	2237
0.11		0.0095	0.13	0.14	1846
0.12		0.01131	0.14	0.15	1551
0.13		0.01327	0.15	0.16	1322
0.14		0.01539	0.16	0.17	1139
0.15		0.01767	0.17	0.19	993
0.16		0.02011	0.18	0.20	872
0.17		0.0227	0.19	0.21	773
0.18		0.02545	0.20	0.22	689
0.19	±0.01	0.02835	0.21	0.23	618
0.20		0.03142	0.225	0.24	558
0.21		0.03464	0.235	0.25	506
0.23		0.04155	0.255	0.28	422
0.25		0.04909	0.275	0.30	357
0.27		0.05726	0.31	0.32	306
0.29		0.06605	0.33	0.34	265
0.31		0.07548	0.35	0.36	232
0.33		0.08553	0.37	0.38	205
0.35		0.09621	0.39	0.41	182
0.38		0.11341	0.42	0.44	155
0.41		0.13202	0.45	0.47	133
0.44		0.15205	0.49	0.50	115
0.47		0.17349	0.52	0.53	101

续表

裸导线直径 mm	允许公差 mm	导线截面 mm²	漆包线最大外径		直流电阻计算值 Ω/Km
			油漆性	高强度	
0.49		0.1885	0.51	0.55	95
0.51		0.20428	0.56	0.58	85.9
0.53		0.22062	0.58	0.60	79.5
0.55	±0.01	0.23758	0.60	0.62	73.7
0.57		0.25518	0.62	0.64	68.7
0.59		0.27340	0.64	0.66	64.1
0.62		0.30191	0.67	0.69	58
0.64		0.32170	0.69	0.72	54.5
0.67		0.35256	0.72	0.75	49.7
0.69		0.37393	0.74	0.77	46.9
0.72		0.40715	0.78	0.80	43
0.74		0.43008	0.80	0.83	40.7
0.77		0.46566	0.83	0.86	37.6
0.80	±0.015	0.50265	0.86	0.89	34.8
0.83		0.54106	0.89	0.92	32.4
0.86		0.58088	0.92	0.95	30.1
0.90		0.63618	0.96	0.99	27.5
0.93		0.67929	0.99	1.02	25.8
0.96		0.72382	1.02	1.05	24.2
1.00		0.7854	1.07	1.11	22.4
1.04		0.8495	1.12	1.15	20.6
1.08		0.9161	1.16	1.19	19.1
1.12		0.9852	1.20	1.23	17.8
1.16	±0.02	1.0568	1.24	1.27	16.6
1.20		1.1310	1.28	1.31	15.5
1.25		1.2272	1.33	1.36	14.3
1.30		1.3273	1.38	1.41	13.2
1.35		1.4314	1.43	1.46	12.3
1.40		1.5394	1.48	1.51	11.3
1.45		1.6513	1.53	1.56	10.6
1.50		1.7671	1.58	1.61	9.93

注：直流电阻计算值在 20℃ 时。

附表 2　单相异步电动机机座号对应的定子冲片外径

机座号	45	50	56	63	71	80
定子冲片外径(mm)	71	80	90	102	120	138

附表 3　单相异步电动机铁心主要尺寸(mm)

铁心尺寸	选用范围	备注
定子冲片外径 (D_1)	参见附表 2	单机生产时，参考相同类型、极数、相似容量的电动机定子冲片外径
定子冲片内径 (D_{i1})	2 极时，$D_{i1}=(0.5\sim0.54)D_1$ 4 极时，$D_{i1}=(0.58\sim0.62)D_1$	一般情况下，增大 D_{i1} 可改善功率因数，但效率降低
定子铁心长度 (L_1)	$L_1=(0.7\sim1.2)D_{i1}$	系列设计时，若一机座号内有两种长度，长铁心取上限，短铁心取下限
气隙长度 δ	$\delta=0.2\sim0.3$ 罩极式电动机 $\delta=0.3\sim0.4$	两极电动机 δ 可加大 0.05mm，采用滑动轴承时，δ 可加大 10～20%

附表 4　电容器的交流电阻 r_C 和电抗 x_C ($f=50Hz$)

电容 $C(\mu F)$	1	2	3	4	5	6	8	10	75	100	150	200
电抗 $x_C(\Omega)$	3180	1590	1060	795	637	530	396	318	42.5	31.8	21.2	15.9
电阻 $r_C(\Omega)$	20	16	15.5	15	14.5	14	13	12	4.3	3.2	2.2	1.6

附表 5　电容起动和电阻起动电动机最大转矩时转差率的近似值

r'_{M2}/x'_{M2}	0.30	0.35	0.40	0.45	0.50	0.55	0.60	0.65	0.70	0.75
S_m	0.125	0.14	0.15	0.16	0.175	0.19	0.20	0.205	0.215	0.22
r'_{M2}/x'_{M2}	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00	1.05	1.10	1.15	1.20	1.25
S_m	0.23	0.235	0.21	0.215	0.25	0.25	0.255	0.257	0.26	0.26
r'_{M2}/x'_{M2}	1.30	1.35	1.40	1.45	1.50	1.55	1.60	1.65	1.70	
S_m	0.265	0.267	0.27	0.275	0.28	0.282	0.285	0.287	0.29	

附表6　正弦绕组线圈分配表

每极槽数	跨槽	每槽圈数百分比					跨槽	每槽圈数百分比				
18	4	6.3					3	4.6				
	6	9.0	9.6				5	7.5	7.8			
	8	11.6	12.4	13.7			7	10.2	10.6	11.5		
	10	13.8	14.7	16.4	18.9		9	12.5	13.2	14.2	16.1	
	12	15.7	16.7	18.4	21.3	26.3	11	14.5	15.2	16.5	18.6	22.2
	14	17.0	18.1	20.0	23.2	28.6	13	16.0	16.8	18.2	20.6	24.6
	16	17.8	18.9	20.9	24.3	29.9	15	17.1	17.9	19.5	22.0	26.2
	18	9.0	9.6	10.6	12.3	15.2	17	17.6	18.5	20.1	22.7	27.0

	K_{dp}	0.808	0.835	0.973	0.909	0.944	K_{dp}	0.794	0.820	0.851	0.892	0.927
	4	7.9					3	5.8				
	6	11.3	12.4				5	9.4	10.0			
	8	14.4	15.7	17.9			7	12.7	13.4	14.9		
16	10	17.2	18.5	21.1	25.7		9	15.4	16.4	18.2	21.4	
	12	18.9	20.5	23.4	28.5	38.4	11	17.6	18.7	20.8	24.5	31.1
	14	20.0	21.8	24.9	30.3	40.8	13	19.2	20.4	22.6	26.5	33.8
	16	10.3	11.1	12.7	15.5	20.8	15	19.9	21.1	23.5	27.6	35.1
	K_{dp}	0.812	0.848	0.889	0.928	0.963	K_{dp}	0.797	0.829	0.868	0.910	0.946

续表

每极槽数	跨槽	每槽圈数百分比					槽跨	每槽圈数百分比			
12	2	6.8					3	10.3			
	4	13.2	14.1				5	16.5	18.3		
	6	18.6	20.0	23.3			7	21.4	24.0	29.3	
	8	22.8	24.5	28.5	37.2		9	25.0	27.2	34.1	48.2
	10	25.4	27.3	31.8	41.4	65.9	11	26.8	29.9	36.6	51.8
	12	13.2	14.1	16.4	21.4	34.1					
	K_{dp}	0.789	0.829	0.883	0.936	0.977	K_{dp}	0.804	0.854	0.908	0.959
9	2	12.1					3	18.5			
	4	22.7	25.7				5	28.3	34.7		
	6	30.6	34.8	47.8			7	34.7	42.6	65.3	
	8	34.6	39.5	52.2			9	18.5	22.7	34.7	
	K_{dp}	0.793	0.855	0.929			K_{dp}	0.821	0.893	0.961	

8	2	15.3				3	23.8		
	4	28.0	33.1			5	35.1	45.8	
	6	36.8	43.4	64.8		7	41.1	54.2	
	8	19.9	23.5	35.2					
	K_{dp}	0.795	0.870	0.950		K_{dp}	0.828	0.911	
6	2	26.8				3	42.3		
	4	46.4	63.4			5	57.7		
	6	26.8	36.6						
	K_{dp}	0.804	0.914			K_{dp}	0.856		
4	2	58.6							
	4	41.4							
	K_{dp}	0.829							

附表7　50赫、0.5毫米，D_{21}硅钢片磁化曲线

(B_{-5} = 14800高斯)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
4000	1.40	1.43	1.46	1.49	1.52	1.55	1.58	1.61	1.64	1.67	4000
5000	1.71	1.75	1.79	1.83	1.87	1.91	1.95	1.99	2.03	2.07	5000
6000	2.12	2.17	2.22	2.27	2.32	2.37	2.42	2.48	2.54	2.60	6000
7000	2.67	2.74	2.81	2.88	2.95	3.02	3.09	3.16	3.24	3.32	7000
8000	3.40	3.48	3.56	3.64	3.72	3.80	3.89	3.98	4.07	4.16	8000
9000	4.25	4.35	4.45	4.55	4.65	4.76	4.88	5.00	5.12	5.24	9000
10000	5.36	5.49	5.62	5.75	5.88	6.02	6.16	6.30	6.45	6.60	10000
11000	6.75	6.91	7.08	7.26	7.45	7.65	7.86	8.08	8.31	8.55	11000
12000	8.80	9.06	9.33	9.61	9.90	10.2	10.5	10.9	11.2	11.6	12000
13000	12.0	12.5	13.0	13.5	14.0	14.5	15.0	15.6	16.2	16.8	13000
14000	17.4	18.2	18.9	19.8	20.6	21.6	22.6	23.8	25.0	26.4	14000
15000	28.0	29.7	31.5	33.7	36.0	38.5	41.3	44.0	47.0	50.0	15000
16000	52.9	55.9	59.0	62.1	65.3	69.2	72.8	76.6	80.4	84.2	16000
17000	88.0	92.0	95.6	100	105	110	115	120	126	132	17000
18000	138	145	152	159	166	173	181	189	197	205	18000

附表8　50赫、0.5毫米，D_{23}硅钢片磁化曲线

(B_{25} = 15400高斯)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
4000	1.38	1.40	1.42	1.44	1.46	1.48	1.50	1.52	1.54	1.56	4000
5000	1.58	1.60	1.62	1.64	1.66	1.69	1.71	1.74	1.76	1.78	5000
6000	1.81	1.84	1.86	1.89	1.91	1.94	1.97	2.00	2.03	2.06	6000
7000	2.10	2.13	2.16	2.20	2.24	2.28	2.32	2.36	2.40	2.45	7000
8000	2.50	2.55	2.60	2.65	2.70	2.76	2.81	2.87	2.93	2.99	8000
9000	3.06	3.13	3.19	3.26	3.33	3.41	3.49	3.57	3.65	3.74	9000
10000	3.83	3.92	4.01	4.11	4.22	4.33	4.44	4.56	4.67	4.80	10000
11000	4.93	5.07	5.21	5.36	5.52	5.68	5.84	6.00	6.16	6.33	11000
12000	6.52	6.72	6.94	7.16	7.38	7.62	7.86	8.10	8.36	8.62	12000
13000	8.90	9.20	9.50	9.80	10.1	10.5	10.9	11.3	11.7	12.1	13000
14000	12.6	13.1	13.6	14.2	14.8	15.5	16.3	17.1	18.1	19.1	14000
15000	20.1	21.2	22.4	23.7	25.0	26.7	28.5	30.4	32.6	35..	15000
16000	37.8	40.7	43.7	46.8	50.0	53.4	56.8	60.4	64.0	67.8	16000
17000	72.0	76.4	80.8	85.4	90.2	95.0	100	105	110	116	17000
18000	122	128	134	140	146	152	158	165	172	180	18000

附表9　50赫、0.5毫米，D_{21} 硅钢片损耗曲线

($P_{10/50}$ = 2.5瓦/公斤)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
5000	6.28	6.50	6.74	7.00	7.22	7.47	7.70	7.94	8.13	8.42	5000
6000	8.66	8.90	9.14	9.40	9.64	9.90	10.1	10.4	10.6	10.9	6000
7000	11.1	11.4	11.6	11.9	12.1	12.4	12.7	12.9	13.2	13.4	7000
8000	13.6	14.0	14.2	14.4	14.7	15.0	15.2	15.5	15.8	16.0	8000
9000	16.3	16.6	16.9	17.2	17.5	17.8	18.1	18.5	18.8	19.1	9000
10000	19.5	19.9	20.2	20.6	21.0	21.4	21.8	22.3	22.7	23.2	10000
11000	23.7	24.2	24.7	25.2	25.7	26.3	26.8	27.3	27.9	28.5	11000
12000	29.0	29.6	30.1	30.7	31.3	31.9	32.5	33.1	33.7	34.3	12000
13000	34.9	35.5	36.0	36.7	37.3	37.9	38.5	39.1	39.7	40.3	13000
14000	40.9	41.5	42.1	42.7	43.3	44.0	44.6	45.2	45.8	46.4	14000
15000	47.1	47.7	48.3	48.9	49.6	50.2	50.8	51.4	51.9	52.6	15000
16000	53.1	53.7	54.3	54.9	55.5	56.1	56.7	57.3	57.9	58.5	16000
17000	59.1	59.7	60.3	60.9	61.6	62.3	62.9	63.6	64.4	65.0	17000
18000	65.8	66.6	67.4	68.2	69.0	69.9	70.8	71.7	72.6	73.5	18000
19000	74.4	75.4	76.3	77.1	78.0	78.9	79.8	80.8	81.8	82.8	19000

附表 10　50 赫、0.5 毫米，D_{23} 硅钢片损耗曲线

($P_{10/50}$ = 2.1瓦/公斤)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
5000	5.15	5.35	5.55	5.76	5.98	6.17	6.38	6.57	6.78	7.00	5000
6000	7.22	7.42	7.62	7.84	8.05	8.26	8.48	8.70	8.90	9.12	6000
7000	9.35	9.55	9.76	9.98	10.2	10.4	10.6	10.8	11.0	11.3	7000
8000	11.5	11.7	12.0	12.2	12.4	12.6	12.8	13.1	13.3	13.5	8000
9000	13.8	14.0	14.3	14.5	14.8	15.1	15.3	15.6	15.9	16.2	9000
10000	16.5	16.8	17.1	17.4	17.8	18.1	18.4	18.8	19.2	19.6	10000
11000	20.0	20.4	20.8	21.2	21.7	22.1	22.6	23.0	23.5	24.0	11000
12000	24.5	25.0	25.4	26.0	26.4	27.0	27.5	28.0	28.5	29.0	12000
13000	29.5	30.0	30.5	31.0	31.6	32.1	32.6	33.1	33.6	34.2	13000
14000	34.7	35.2	35.7	36.2	36.7	37.2	37.8	38.3	38.8	39.4	14000
15000	39.8	40.4	40.9	41.4	41.9	42.4	42.9	43.5	44.0	44.5	15000
16000	45.0	45.6	46.1	46.6	47.1	47.7	48.2	48.7	49.2	49.7	16000
17000	50.2	50.7	51.3	51.8	52.3	52.9	53.5	54.1	54.7	55.4	17000
18000	56.1	56.8	57.4	58.1	58.9	59.6	60.3	61.0	61.8	62.6	18000
19000	63.4	64.1	64.8	65.6	66.4	67.2	67.9	68.7	69.4	70.3	19000

附表 11　JZ系列单相电阻起动异步电动机技术数据

序号	电机型号	容量（瓦）	极数	电压（伏）	定子外径 mm	定子内径 mm	定子轭高 mm	轴径 mm	铁心长度 mm	定子槽数	转子槽数	气隙长度 mm	主绕组每极匝数	副绕组每极匝数	主绕组线规 mm	副绕组线规 mm	主绕组线重 Kg	副绕组线重 K	空载电流（安）	满载电流（安）
1	JZ1B-2	400	2	220	145	75	20.3	20	48	24	30	0.35	268	133	0.90	0.44	1.12	0.124	3.01	1.43
2	JZ1A-4	400	4	220	145	85	21.7	20	65	36	42	0.30	151	74	0.93	0.44	1.06	0.12	3.50	2.26
3	JZ1B-4	250	4	220	145	85	20	20	48	36	42	0.30	190	112	0.80	0.35	0.85	0.10	2.63	2.08
4	JZ09A-2	250	2	220	120	60	14.85	20	56	24	18	0.30	275	159.5	0.69	0.38	0.62	0.11	2.30	1.40
5	JZ09B-2	180	2	220	120	60	14.85	20	48	24	18	0.30	302	198	0.68	0.31	0.628	0.08	1.84	1.30
6	JZ09A-4	180	4	220	120	71	15.9	20	62	24	22	0.25	186	122	0.64	0.33	0.556	0.092	2.12	1.63
7	JZ09B-4	120	4	220	120	71	15.9	20	48	24	22	0.25	237.5	115	0.55	0.31	0.462	0.087	1.55	1.30
8	JZ08A-2	120	2	220	102	52	11.14	14	60	18	15	0.30	370	175	0.59	0.33	0.57	0.082	1.20	0.785
9	JZ08B-2	90	2	220	102	52	11.14	14	46	18	15	0.30	494	181.5	0.53	0.35	0.558	0.086	0.93	0.555
10	JZ08A-4	90	4	220	102	58	10.45	14	60	24	22	0.25	250	134	0.51	0.27	0.428	0.061	1.25	1.05
11	JZ08B-4	60	4	220	102	58	10.45	14	46	24	22	0.25	336	149	0.44	0.21	0.376	0.059	1.19	0.75

附表 12　Jy系列单相电容起动异步电动机技术数据

序号	电机型号	容量(瓦)	极数	电压(伏)	定子外径(mm)	定子内径 mm	定子轭高 mm	轴径 mm	铁心长度 mm	定子槽数	转子槽数	气隙长度 mm	主绕组每极匝数	副绕组每极匝数	主绕组线规 mm	副绕组线规 mm	主绕组线重 kg	副绕组线重 kg	电容器电容量 μF	电容器电压(伏)	空载电流(安)	满载电流(安)
1	JY2A-4	800	4	110 220	160	95	13.5	22	88	36	42	0.315 0.325	91	60	1.25	0.90	1.48	0.492	400	122	4.65 4.35	6.85 6.70
2	JY2B-4	600	4	110 220	160	95	13.5	22	78	36	42	0.3	116	72	1.08	0.86	1.27	0.50	400	100	3.72 3.84	1.87 4.88
3	JY1B-2	400	2	110 220	145	75	19.4	20	48	24	30	0.35	104	93	0.93	0.90	1.04	0.72	200	115	2.02 2.38	3.32 3.42
4	JY1A-4	400	4	110 220	145	85	12	20	65	36	42	0.3	150	102.5	0.93	0.64	1.04	0.348	220	110	2.35 2.60	3.64 3.69
5	JY1B-4	250	4	110 220	145	85	12	20	48	36	42	0.3	184	93	0.8	0.8	0.825	0.335	200	114	2.45 2.40	2.90 2.80
6	JY09A-2	250	2	110 220	120	60	16	20	56	24	18	0.3	248	186	0.69	0.69	0.56	0.392	150	110	1.65 1.70	2.40
7	JY09B-2	180	2	110 220	120	60	16	20	48	24	18	0.3	302	179	0.68	0.64	0.625	0.308	150	107	1.30 1.36	1.80 1.82
8	JY09A-4	180	4	110 220	120	71	14	20	62	24	22	0.25	174	102	0.64	0.59	0.52	0.246	150	105	2.0 2.2	2.25 2.50

附表 13　JX 系列单相电容运转

序号	电机型号	容量(瓦)	极数	电压(伏)	定子外径 mm	定子内径 mm	定子轭高 mm	轴径 mm	铁心长度 mm	定子槽数
1	JX07A-2	90	2	220	94	48		14	45	18
2	JX07B-2	60	2	220	94	48		14	36	18
3	JX07A-4	60	4	220	94	48		14	45	18
4	JX07B-4	40	4	220	94	48		14	36	18
5	JX06A-2	40	2	220	84	42	11	12	45	16
6	JX06B-2	25	2	220	84	42	11	12	35	16
7	JX06A-4	25	4	220	84	42	11	12	45	16
8	JX06B-4	15	4	220	84	42	11	12	35	16
9	JX05A-2	15	2	220	71	36	8	9	42	16
10	JX05B-2	8	2	220	71	36	8	9	30	16
11	JX05A-4	8	4	220	71	36	8	9	42	16
12	JX05B-4	4	4	220	71	36	8	9	30	16

转子槽数	气隙 mm	主绕组每极匝数	副绕组每极匝数	主绕组线规 mm	副绕组线规 mm	主绕组线重 Kg	副绕组线重 Kg	电容器容量 μF	电容器电压 (伏)	空载电流 (安)
	0.28									
	0.28									
	0.23									
	0.23									
10	0.25	580	580	0.27	0.27	0.15	0.15	2	240	0.303
10	0.25	745	745	0.23	0.23	0.128	0.128	1.5	245	0.217
10	0.25	425	425	0.23	0.23	0.117	0.117	2.5	265	0.43
10	0.25	600	600	0.20	0.20	0.109	0.109	1.5	275	0.223
10	0.25	706	706	0.20	0.20	0.0985	0.0985	1	234	0.1956
10	0.25	1070	1070	0.15	0.15	0.0676	0.0676	0.75	237	0.132
10	0.25	570	657	0.18	0.19	0.096	0.11	1	262	0.197
10	0.25	800	800	0.16	0.15	0.0806	0.0708	1	262	0.134

序号	电机型号	主要性能								定子铁心			气隙长度(毫米)
		功率(瓦)	电流(安)	转速(转/分)	功率因数	效率(%)	起动电流(安)	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径(毫米)	内径(毫米)	长度(毫米)	
1	BO5614	40	0.785	1420	0.59	39.4	6.5	2.1	2.4	90	54	40	0.2
2	BO5614	40	0.85	1430	0.58	37	7.0	2	2	90	56	40	0.23
3	BO5612	60	0.685	2840	0.73	54.5	7.5	1.8	2.1	90	48	40	0.25
4	BO5624	60	1.03	1410	0.59	44	7.2	1.9	2.1	90	54	50	0.2
5	BO5622	90	0.9	2840	0.73	62	9.5	1.6	2	90	48	50	0.25
6	BO6314	90	1.3	1420	0.59	51	9.7	1.6	2.3	102	60	50	0.23
7	BO6314	90	1.24	1430	0.61	54	12.3	1.9	2	102	60	44	0.25
8	BO6322	180	1.6	2865	0.77	65.3	14.9	1.4	2.3	102	52.5	60	0.25
9	BO6322	180	1.5	2890	0.78	68	17	1.9	2.2	102	54	55	0.25
10	BO6334	180	2.3	1416	0.65	54.5	18.6	1.92	2.2	102	60	70	0.23
11	BO6334	180	2.2	1396	0.66	56	16.3	1.75	1.61	102	58	70	0.2
12	BO6312	120	1.22	2883	0.70	63	11.7	1.5	3	102	52	50	0.25
13	BO6312	120	1.30	2873	0.75	64	13	2	2.3	102	54	44	0.25
14	BO6324	120	1.61	1419	0.64	56	13	1.6	2	102	60	55	0.25
15	BO6322	250	2.18	2883	0.78	67	22	1.9	2.2	102	54	62	0.25
16	BO7114	250	2.9	1416	0.65	69	17	1.7	1.8	130	72	62	0.25
17	BO7112	370	2.9	2883	0.85	68	28	1.4	2.1	130	66	62	0.25
18	BO7124	370	3.9	1410	0.67	64	24	1.7	2	130	72	80	0.25

槽数		主绕组			副绕组			满载	主要电磁负荷			空载电流(安)	副绕组起动电流(安)
定子	转子	线规	每组匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式	满载率(%)	气隙磁密(高斯)	主绕组电密(A/mm²)	副绕组电密(A/mm²)		
24	16	0.35			0.29				5440	8.12		0.735	
24	18	0.35	362		0.33	108				8.5		0.85	
18	15	0.41	520		0.31	227			4950	5.2		0.55	
24	16	0.41			0.29				5500	7.8		0.93	
18	15	0.47			0.35				4860	5		0.625	
24	30	0.49	262		0.35	100						1.27	
24	22	0.47	280		0.35	114		74.7	6200	7.12	89	1.29	
24	18	0.57	296		0.35	132						1.19	8
24	18	0.57	306		0.41	156		80	5820	6	81	1.4	
24	30	0.62	176		0.41	77		78				2.07	
24	22	0.67	200		0.38	89		84	5450	6.2	97	1.92	11
24	18	0.51	347		0.35	200						0.97	6.75
24	18	0.51	379		0.38	187		80.5	5870	5.55	80	0.91	
24	22	0.53	230		0.38	102		76.3	6200	6.9	81	1.3	
24	18	0.62	247		0.44	127		74.5	6340	7.22	88	1.6	
24	22	0.80	161		0.41	123		76.6	6350	5.8		2.3	8.1
24	18	0.74	218		0.49	140		63	5683	6.5		1.55	15.4
24	22	0.90	126		0.41	79		75	6345	6.2	70	2.8	12

附表 15　CO 系列单相电容

序号	电机型号	主要性能							定子铁心			气隙长度(毫米)
		功率(瓦)	电流(安)	转速(转/分)	功率因数	效率(%)	起动电流(安)	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径(毫米)	内径(毫米)	长度(毫米)	
1	CO6324	120	1.596	1427	0.606	56	9	3.3	2.6	102	60	60	0.23
2	CO6322	180	1.633	2844	0.77	64	9.5	3.2	2.2	102	52	52	0.2
3	CO6322	180	1.61	2860	0.78	63	10	3.0	2.5	102	52.5	60	0.25
4	CO6334	180	1.80	1391	0.66	69.8	7.9	3.2	1.82	102	61	68	0.25
5	CO6334	180	2.19	1394	0.66	58	8.8	3.2	1.52	102	58	70	0.20
6	CO6334	180	2.3	1417	0.62	56	12.5	3.2	1.98	102	60	70	0.23
7	CO6332	250	2.03	2877	0.79	71	12.5	3.3	2.8	102	53	68	0.25
8	CO6332	250	2.19	2861	0.79	65.7	13	3.2	2.15	102	52	68	0.20
9	CO6332	250	2.13	2844	0.81	67	11.3	3.06	1.9	102	52	70	0.25
10	CO7114	250	2.94	1426	0.64	62	12	3.1	1.83	130	72	62	0.25
11	CO7112	370	2.9	2874	0.86	69	15.6	2.8	1.99	130	66	62	0.25
12	CO7124	370	3.9	1410	0.67	63	16.6	3.1	1.7	130	72	80	0.25
13	CO7122	550	4.36	2854	0.83	73	25	3	2.4	130	66	80	0.25
14	CO8014	550	4.6	1440	0.75	72	25	2.9	1.95	138	84	80	0.25
15	CO8014	550	4.97	1428	0.73	64	25	2.75	2.2	138	81.6	70	0.25
16	CO8102	750	5.5	2881	0.84	74	31	2.9	2	138	74	70	0.25
17	CO8012	750	5.73	2842	0.81	74	32	2.6	2.2	138	71.6	70	0.30
18	CO8024	750	6.03	1436	0.77	73	33	3.1	2.1	138	84	100	0.25
19	CO8024	750	6.9	1418	0.72	72	27	2.3	1.9	138	81.6	95	0.25

槽数		主绕组			副绕组			槽满率(%)	电容器容量(微法)	主要电磁负荷			空载电流(A)	副绕组起动电流(A)
定子	转子	线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式			气隙磁密(高斯)	主绕组电密(A/mm²)	副绕组电密(A/mm²)		
24	30	0.57			0.35				75				1.404	
24	18	0.57	301		0.41	273		81	75	6150	6.45	32.8	1.3	4.33
24	18	0.57			0.35				100				1.11	
24	22	0.62	200		0.41	134		83	75	5620	6.6	38	1.5	
24	22	0.67	200		0.41	114		84	100	5450	6.2	48.2	1.63	6.36
24	30	0.64			0.41			79	100					
24	18	0.67	244		0.47	212		81	75	5980	5.78	29.8	1.32	
24	18	0.62	232		0.44	200		80	100	6140	7.2	40	1.5	6.08
24	18	0.62	270		0.49	189		61	100	4930	7	35	1.4	6.57
24	22	0.8	161		0.41	147		76.6	100	6357	5.84		2.23	5.75
24	18	0.74	218		0.53	224		71	100	5542	6.5		1.5	6.65
24	22	0.9	126		0.49	131		76	100	6344	6.23		2.81	7.76
24	18	0.9	159		0.62	140		70	150	6092	6.4		2.3	10.5
36	26	2—0.69	116		0.57	112		76	150	6630	6.15	40.8	3.05	
36	26	0.96	120		0.55	113		77	150	7020	6.9	40	3.27	9.5
24	18	1—0.67 1—0.69	146		0.62	165		79	200	6790	7.6	49	3.55	
24	30	1.0	149		0.55	185		80	150	6850	7.24	39	4.41	9.25
36	34	1—0.72 1—0.80	93		0.64	98		75	200	6650	6.63	43	4.75	
36	26	1.08	93		0.59	92		75	150	7100	7.55	39	4.7	10.3

序号	电机型号	主要性能								定子铁心			气隙长度（毫米）
		功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）	
1	DO4514	8	0.19	1416	0.76	21	0.14	1.5	3	71	38	45	0.2
2	DO4512	15	0.18	2890	0.92	39	0.19	0.76	2.1	65	36	40	0.175
3	DO4524	15	0.29	1427	0.75	30	0.53	0.99	1.95	71	38	45	0.2
4	DO5014	25	0.317	1410	0.9	40	0.77	0.88	2.1	80	42	34	0.15
5	DO5014	25	0.301	1385	0.93	40.5	0.59	1.17	1.85	80	43	35	0.25
6	DO5012	40	0.338	2887	0.999	53.7	1.28	0.7	2.3	80	42	34	0.15
7	DO5024	40	0.45	1409	0.92	44	1	0.86	2	80	42	44	0.15
8	DO5024	40	0.435	1395	0.88	47.5	0.90	0.97	1.86	80	43	46	0.25
9	DO5614	60	0.59	1440	0.97	48.5	1.4	0.58	1.87	90	56	35	0.25
10	DO5614	60	0.58	1449	0.97	50.7	1.7	0.49	1.83	90	52	38	0.2
11	DO5022	60	0.463	2800	0.997	59.1	1.42	0.52	2.15	80	42	44	0.15
12	DO5612	90	0.503	2897	0.98	60	1.67	0.54	1.7	90	48	38	0.25
13	DO5624	90	0.853	1436	0.97	54	1.93	0.63	1.83	90	56	45	0.25
14	DO5622	120	11.9	2886	0.87	58	14.2	0.35	2.33	90	52	48	0.2
15	DO6314	120	0.92	1438	0.98	61	2.7	0.43	1.95	102	60	50	0.23
16	DO6314	120	0.975	1453	0.97	58	3.52	0.5	1.95	102	60	44	0.25
17	DO6312	180	1.25	2916	0.99	66	5.77	0.48	2.12	102	54	44	0.25
18	DO6324	180	1.32	1425	0.98	61	2.7	0.43	1.95	102	60	60	0.23
19	DO6324	180	1.31	1441	0.99	64	4.84	0.5	1.96	102	60	55	0.25

槽数		主绕组			副绕组			槽满率(%)	电容器电容(微法)	主要电磁负荷			空载电流(安)
定子	转子	线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式			气隙磁密(高斯)	主绕组电密 (A/mm²)	副绕组电密 (A/mm²)	
12	15	0.2	575		0.16	650		67	1	3590	7.96	5.94	0.27
12	15	0.18	1340		0.19	2560		69	1	3630			0.2
12	15	0.21	523		0.17	670		72	1	3866	8.79	5.39	0.38
24	18	0.25	504		0.18	523		87	2	5810	6.11	8.17	0.38
24	18	0.23	600		0.18	690			2	4650	6.77	11.4	0.37
24	18	0.27	620		0.2	890		74	2	5480	2.8	7.7	0.4
24	18	0.27	373		0.2	598		88	2	6059	5.83	8.43	0.56
24	18	0.27	435		0.21	675			2	4920	5.84	8.8	0.54
24	18	0.27	350		0.25	450		78	4	5360	7.6	9.06	0.786
24	18	0.29	350		0.27	460		84	4	5820	6.65	8.62	0.80
24	18	0.29	541		0.20	842		72	2	4860	3.44	7.72	0.38
18	12	0.33	500		0.27	650		76	4	5180	3.67	7.5	0.50
24	18	0.29	260		0.25	450		76	4	5520	8.4	8.06	1.14
24	18	0.35	360		0.33	468		79.2	4	4970	12.3	5.14	0.8
24	30	0.41			0.35								0.8
24	22	0.38	265		0.29	460		76	4	6110	5.32	8.05	1.26
24	18	0.44	341		0.33	510		75	6	6340	3.44	8.7	1.29
24	30	0.44	376		0.38	526			6				1.36
24	22	0.44	213		0.33	355		76	6	6180	4.7	9.7	1.58

附表 17　新系列微型单相异步电动机

序号	系列	型号	容量 W_2 瓦	定子外径 D_0 毫米	定子内径 D 毫米	铁心长度 l 毫米	气隙 δ 毫米	定子槽数 N_1	转子槽数 N_2	转子斜槽 b_{SK} 毫米	主线绕组线规 d_m 毫米	副绕组线规 d_a 毫米	气隙磁密 B_g 高斯
1		YZ8012	370	128	67	58	0.25	24	18	t_2	0.71	0.45	6530
2		YZ8014	250	128	77	58	0.25	24	30	t_1	0.71	0.4	6641
3		YZ8024	370			75		24	30	t_1	0.65	0.47	6641
4	BO_2	YZ7112	180	110	58	50	0.25	24	18	$1.35t_1$	0.56	0.38	6003
5		YZ7122	250			62				$1.33t_1$	0.63	0.40	6173
6	系	YZ7114	120	110	67	50		24	30	t_1	0.53	0.33	6159
7		YZ7124	180			62					0.60	0.35	6124
8	列	YZ6312	90	96	50	45	0.25	24	18	$1.3t_1$	0.45	0.33	5280
9		YZ6322	120			54		24	18	$1.3t_1$	0.50	0.25	5600
10		YZ6314	60	96	58	45		24	30	t_1	0.42	0.31	5520
11		YZ6324	90			54				t_1	0.45	0.35	5362
12		YR9012	750	145	77	70	0.30	24	18	$1.33t_1$	1.0	0.63	6697
13		YR9014	750		87	70	0.25	36	42	t_1	0.95	0.6	6549
14		YR9024	550			90		36	42	t_1	1.06	0.63	6671
15	CO_2	YR8012	370	128	67	58		24	18	t_2	0.71	0.53	6530
16		YR8022	550			75				t_2	0.85	0.56	6642
17	系	YR8014	250	128	77	58		24	30	t_1	0.71	0.47	6641
18		YR8024	370			75				t_1	0.85	0.50	6641
19	列	YR7112	180	110	58	50	0.25	24	18	$1.33t_1$	0.56	0.38	6002
20		YR7122	250			62				$1.33t_1$	0.63	0.47	6174
21		YR7114	120	110	67	50		24	30	t_1	0.53	0.35	6159
22		YR7124	180			62			30		0.6	0.38	6124

电磁设计主要数据汇总表

空载电流	满载电流	输入功率	输出功率	效率	功率因数	最大转矩	起动转矩	起动电流	电容
I_0	I_1	W_1	W_2	η	pF	T_m	I_{st}	I_{st}	
安	安	瓦	瓦	%		倍	倍	安	μF
1.914	3.1	553	375	67.9	0.808	2.084	1.23	28.8	
2.356	2.99	425	255	60	0.646	1.83	1.65	20.13	
2.954	4	580	374.6	64.6	0.659	1.8	1.702	27.84	
1.252	1.774	294	183	62.3	0.767	2.06	1.447	16.73	
1.659	2.34	397	255	65.1	0.761	2.134	1.362	20.22	
1.537	1.74	236	122	61.7	0.616	2.037	1.87	11.6	
1.843	2.22	314	177	56.5	0.644	1.864	1.78	14.77	
0.74	0.935	150.4	91.1	60.1	0.73	2.23	1.74	11	
0.96	1.20	192	121	60.1	0.72	2.325	1.69	12.94	
1.012	1.06	137	59.2	43.3	0.588	2.18	2.62	9.12	
1.109	1.257	180.5	88.7	49	0.653	1.8	2.12	11	
3.28	5.8	1051	763	72.6	0.825	2.11	2.762	35.09	200
3.06	4.72	798	546	68.4	0.768	1.884	2.974	22.5	150
4.397	6.6	1093	761	69.6	0.753	1.93	2.87	31.6	150
1.974	3.1	553	375	67.9	0.808	2.084	2.91	17.72	100
2.58	4.33	771	556	71.6	0.815	2.14	3	26.6	150
2.356	2.99	426	254.4	60	0.646	1.83	3.426	13.616	100
2.954	4	580	375	64.6	0.659	1.8	3.141	17.87	100
1.250	1.744	294	183	62.5	0.767	2.062	3.06	9.801	75
1.659	2.34	391	255	65.1	0.761	2.134	3.115	12.328	75
1.537	1.74	236	122	51.7	0.616	2.037	3.74	7.72	75
1.843	2.22	314	177	56.5	0.644	1.864	3.168	8.92	75

序号	系列	型号	容量 W_2 瓦	定子外径 D_0 毫米	定子内径 D 毫米	铁心长度 L 毫米	气隙 δ 毫米	定子槽数 N_1	转子槽数 N_2	转子斜槽 b_{SK}	主绕组线规 d_m 毫米	副绕组线规 d_a 毫米	气隙磁密 B_g 高斯
23		YY7112	250	110	58	50	0.25	24	18	$1.35t_1$	0.50	0.45	6362
24		YY7114	180		67			24	30	t_1	0.42	0.38	6190
25		YY7124	250		67	62				t_1	0.47	0.42	6268
26		YY6312	120	96	50	45	0.25	24	18	$1.3t_1$	0.40	0.31	6456
27		YY6322	180			54				$1.3t_1$	0.45	0.33	6844
28		YY6314	90			45		24	30	t_1	0.35	0.31	5329
29	DO_2	YY6324	120			54					0.40	0.31	5439
30		YY5612	60	90	48	50	0.25	24	18	$1.3t_1$	0.28	0.31	4388
31	系	YY5622	90								0.33	0.31	5556
32		YY5614	40								0.28	0.23	4301
33	列	YY5624	60								0.31	0.28	4234
34		YY5012	25	80	44	45	0.2	12	18	t_1	0.25	0.23	4388
35		YY5022	40								0.25	0.25	4746
36		YY5014	15								0.21	0.21	3000
37		YY5024	25								0.25	0.21	4218
38		YY4512	8	71	38	45	0.2	12	18	t_1	0.18	0.16	3391
39		YY4522	15			45				t_1	0.20	0.19	4213
40		YY4514	4			45				t_1	0.18	0.16	2835
41		YY4524	8			45				t_1	0.20	0.16	3535

注：表中 t_1、t_2 分别为定、转子齿距（毫米）。

步电动机电磁设计主要数据汇总表

空载电流	满载电流	输入功率	输出功率	效率	功率因数	最大转矩	起动转矩	起动电流	电容
I_0	I_1	W_1	W_2	η	pF	T_m	T_{st}	I_{st}	
安	安	瓦	瓦	%		倍	倍	倍	μF
1.649	1.34	358.7	254	70.9	0.999	2.001	0.43	7.28	8
1.86	1.30	288.5	182	63.1	0.943	1.82	0.455	4.163	6
2.42	1.7	392	254	64.8	0.951	1.806	0.451	6.33	8
0.825	0.648	176.7	122	69.1	1	2.056	0.445	3.482	4
1.264	1.017	262.3	183.55	70	0.993	2 06	0.41	5.35	6
1.058	0.832	155.6	91.4	58.8	0.9	1.837	0.499	2.35	4
1.195	0.932	191.4	121.4	63.4	0.995	1.8	0.458	3.02	4
0.571	0.484	97.9	60.53	61.9	0.977	2.223	0.559	1.883	4
1.032	0.719	141.64	91.13	51.3	0.946	2.29	0.434	3.175	4
0.621	0.471	81.92	40.63	49.6	0.85	2.149	0.636	1.21	2
0.65	0.60	105.75	58.85	55.6	0.913	1.81	0.627	1.335	4
0.395	0.308	52.25	24.89	40.9	0.999	2.134	0.751	0.387	2
0.497	0.326	75.89	40.2	47.6	1	3.174	0.653	1.082	2
0.241	0.274	37.4	15.28	53	0.958	2.5	0.57	1.365	2
0.411	0.378	57.7	25.3	43.9	0.902	2	0.66	0.738	2
0.192	0.161	23.89	8.13	34	0.904	3.73	0.77	0.495	1
0.312	0.21	35.1	15.08	43	0.873	3.218	0.686	0.752	1
0.18	0.178	21.72	4.04	18.6	0.90	4.51	1.933	0.263	1
0.249	0.219	30.1	8.11	26.9	0.83	3.21	1.31	0.382	1

主要参考文献

1. 电机工程手册（第 22 篇）驱动微电机　机械工业出版社 1980
2. 驱动微电机标准汇编　技术标准出版社
3. 交流电机设计讲义　山东工学院 1975
4. 第九次微电机专业会议录　1980
5. 微型驱动异步电动机设计程序　北京微电机厂
6. Theory and design of small induction motors
CYRIL G·VEINOTT, 1959

单相异步电动机
原理、计算与试验

郭五昌 编著

河北科学技术出版社出版（石家庄市北马路45号）
河北新华印刷一厂印刷　河北省新华书店发行

787×1092毫米 1/32 12.25 印张 251,000 字　印数：1—13,000　1984年12月第1版
1984年12月第1次印刷　　统一书号：15365·9　　定价：1.35 元